

K. HAMERAK

## Transistorbestückter Regler für phasengetreuen Gleichlauf zweier Wellen

DK 621-523.8:621.314.7

Industrielle Herstellungsverfahren, bei denen das Arbeitsgut nacheinander mehrere Maschinen durchläuft, erfordern einen Gleichlauf der einzelnen Antriebe, wobei zwischen Drehzahl- und Phasengleichlauf zu unterscheiden ist. Zur Überwachung des Phasengleichlaufs wird eine Anordnung beschrieben, die die berührungsfreie Messung des Winkelunterschiedes zweier umlaufender Wellen hinsichtlich Betrag und Vorzeichen gestattet. Ein richtungsabhängiger Verstärker dient als Zweipunktregler und steuert einen Stellmotor, der über ein Differentialgetriebe die betriebsmäßig aufgetretene Phasenabweichung beseitigt. Wegen der Bestückung mit Halbleiter-Bauelementen ist es möglich, die gesamte Schaltung sehr robust, raumsparend und betriebssicher aufzubauen.

### 1. Einleitung

Eine der wichtigsten Regelaufgaben in der Antriebstechnik ist die Gleichlaufregelung, und es gibt offenbar nur wenige regeltechnische Probleme, die bisher ähnlich viele Entwicklungen erforderten. In den meisten Fällen genügt es, die Drehzahlen zweier Maschinen aufeinander abzustimmen. Das ist im allgemeinen immer dann möglich, wenn das zu fördernde Arbeitsgut den mit der Zeit zwangsläufig auftretenden Weg- oder Winkelunterschied selbsttätig ausgleichen kann.

Insbesondere bei der Herstellung bahn- oder strangförmiger Stoffe, wie Papier, Textilien, Kunststoffolien, Kabel usw., besteht jedoch die zusätzliche Forderung, auch die gegenseitige Winkelstellung der Antriebswellen während des Betriebes konstantzuhalten.

Im Zusammenhang mit dieser regeltechnischen Aufgabe ist in den vergangenen Jahren von mehreren Firmen eine Reihe verschiedener Verfahren entwickelt worden, die sich hauptsächlich durch die Art der Messung des Winkelunterschiedes voneinander unterscheiden. Die im folgenden beschriebene Regeleinrichtung zeichnet sich durch ihren einfachen und übersichtlichen Aufbau aus, wobei es möglich ist, bei ausschließlicher Verwendung von Halbleiter-Bauelementen die gesamte Anordnung verhältnismäßig raumsparend, robust und betriebssicher aufzubauen.

### 2. Das Meßprinzip

Jede der beiden Wellen trägt an geeigneter Stelle eine magnetische Markierung, zum Beispiel in Form einer meistens sowieso vorhandenen Keilnut, die bei ihrer Vorbeibewegung an je einem feststehenden induktiven Aufnehmer in dessen Wicklung einen kurzen Spannungsimpuls induziert. Bezeichnet man den zeitlichen Abstand zweier aufeinanderfolgender Impulse von beiden Aufnehmern mit  $t_\varphi$ , dann ergibt sich mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  die zu messende Phasendifferenz zu

$$\varphi = \omega t_\varphi \quad (1)$$

Der zeitliche Unterschied zwischen zwei Impulsen hängt also außer von der Größe des Phasenunterschiedes noch von der jeweiligen Drehzahl ab. Das bei der beschriebenen Anordnung verwendete Meßverfahren beruht auf folgender einfacher Überlegung: Die je Zeiteinheit von einem Normalfrequenzgenerator erzeugte Impulszahl  $n_0$  wird mit einer besonderen Torschaltung so gesteuert, daß nur die während der Zeit  $t_\varphi$  erzeugten Impulse ungehindert hindurchgelangen.

Das Tor ist hierbei während einer Sekunde insgesamt  $\frac{\omega}{2\pi}$  mal geöffnet, so daß an seinem Ausgang die dem Phasenunterschied  $\varphi$  proportionale, jedoch von der Drehzahl unabhängige Impulszahl

$$n_\varphi = n_0 \frac{\varphi}{2\pi} \quad (2)$$

erscheint. Der Winkelunterschied ist dabei im Bogenmaß angegeben. An die Torschaltung schließt sich eine Mittelwertstufe an, in der die sekundlich eintreffende Impulszahl in eine nahezu proportionale Gleichspannung  $u_\varphi = f(\varphi)$  umgewandelt wird. Während sich also der Phasenunterschied in den Grenzen von  $0 \dots 2\pi$  bewegt, steigt die Spannung  $u_\varphi$  von Null bis zu einem bestimmten Maximalwert  $u_{\varphi \max}$  an.

In der angegebenen Form wäre jedoch die Schaltung für den beabsichtigten Regelzweck noch nicht geeignet, da hierfür außer dem Betrag des Winkelunterschiedes auch noch das Vorzeichen der Abweichung berücksichtigt werden muß. Es ist also weiterhin durch eine besondere Schaltungsmaßnahme dafür zu sorgen, daß die Meßspannung  $u_\varphi$  gleichzeitig mit der Winkelabweichung ihre Richtung umkehrt.

Diese Forderung wurde hier in der Weise erfüllt, daß man die Meßspannung  $u_\varphi$  mit der konstanten Hilfsspannung  $u_k = \frac{1}{2} u_{\varphi \max}$  vergleicht. Die Regelabweichung ergibt sich dann hinsichtlich Amplitude und Vorzeichen aus der Beziehung

$$x_w = u_k - u_\varphi = \frac{1}{2} u_{\varphi \max} - u_\varphi \quad (3)$$

Im Bild 1 sind die beiden Wellen in vier unterschiedlichen Winkelstellungen zueinander dargestellt, wobei der besseren Anschaulichkeit wegen die in Wirklichkeit nebeneinander angeordneten Wellen hinter-



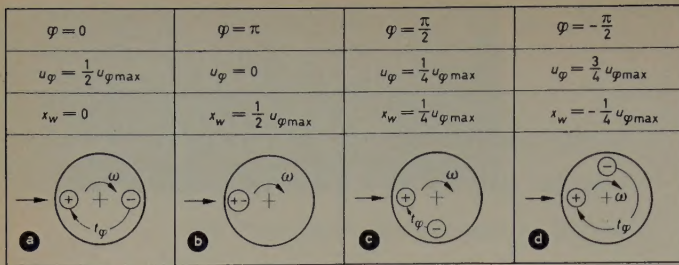


Bild 1. Zusammenhang zwischen Winkelstellung der Welle und Regelgröße

einander gezeichnet wurden. Die verwendeten Symbole haben hierbei die nachstehende Bedeutung:

- induktiver Aufnehmer,
- ⊕ magnetische Markierung auf der Leitwelle,
- ⊖ magnetische Markierung auf der Folgewelle.

Es soll nun angenommen werden, daß das elektronische Tor sich öffnet, wenn die Markierung auf der Leitwelle an dem einen Aufnehmer vorbeiläuft und wieder schließt, wenn sich die Markierung auf der Folgewelle an dem zugehörigen Geber vorbeibewegt.

Nach Bild 1a und Gl. (3) ist, wenn die beiden Markierungen um den Winkel  $\pi$  gegeneinander verschoben sind,

$$u_\varphi = \frac{1}{2} u_{\varphi \max}$$

$$x_w = \frac{1}{2} u_{\varphi \max} - \frac{1}{2} u_{\varphi \max} = 0$$

Die Spannung an den Ausgangsklemmen des Meßgliedes wird demnach gerade dann zu Null, wenn die beiden magnetischen Markierungen um den Winkel  $\pi$  gegeneinander verschoben sind. Diese Phasenlage der Wellen ist daher als der Sollwert der Regelung zu betrachten und wird dementsprechend gleich dem Winkelunterschied  $\varphi = 0$  gesetzt.

Für  $\varphi = \pi$  (Bild 1b) laufen die beiden Marken gleichzeitig an den beiden Gebern vorbei, daher wird jetzt  $u_\varphi = 0$  und

$$x_w = \frac{1}{2} u_{\varphi \max} - 0 = \frac{1}{2} u_{\varphi \max}$$

Im Bild 1c eilt die Folgewelle der Leitwelle um den Winkel  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  nach; damit wird

$$u_\varphi = \frac{1}{4} u_{\varphi \max}$$

und

$$x_w = \frac{1}{2} u_{\varphi \max} - \frac{1}{4} u_{\varphi \max} = \frac{1}{4} u_{\varphi \max}$$

Schließlich eilt im Bild 1d die Folgewelle der Leitwelle um den Winkel  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$  nach oder (was dasselbe ist) um den Winkel  $\varphi = +\frac{\pi}{2}$  vor. Es ergibt sich hier

$$u_\varphi = \frac{3}{4} u_{\varphi \max}$$

und

$$x_w = \frac{1}{2} u_{\varphi \max} - \frac{3}{4} u_{\varphi \max} = -\frac{1}{4} u_{\varphi \max}$$

Man erkennt an diesen vier Beispielen, daß die Ausgangsspannung der beschriebenen Meßanordnung tatsächlich ein getreues Abbild der gegenseitigen Phasenverschiebung der rotierenden Wellen hinsichtlich Betrag und Vorzeichen ist. Der Meßbereich erstreckt sich dabei von  $+\pi$  bis  $-\pi$ . Winkelunterschiede, die größer als  $|\pi|$  sind, können

daher mit dieser Meßeinrichtung nicht erfaßt werden. Derart hohe Regelabweichungen kommen aber, wenn der Regler richtig an die Regelstrecke angepaßt ist, außer während der kurzen Dauer der Inbetriebsetzung im normalen Betrieb niemals vor.

### 3. Der Aufbau des Reglers

Das Blockbild der vollständigen Regeleinrichtung ist im Bild 2 zu sehen. Die induktiven Aufnehmer bestehen aus einem hochwertigen, stabförmigen Dauermagnet (Tromalit), der eine Wicklung trägt. Werden Eisenteile an dem in einer Spitze auslaufenden Magnetkern vorbeibewegt, dann wird infolge der damit verbundenen Änderung des Kraftflusses in der Spule eine impulsförmige Spannung induziert. Diese äußerst schwachen Impulse werden zunächst in einem Vorverstärker hinreichend verstärkt, um die nachgeschaltete bistabile Kippstufe anstoßen zu können, die so ausgeführt ist, daß sie nur auf Eingangssignale entgegengesetzten Vorzeichens anspricht. Ihre rechteckförmige Ausgangsspannung steuert die Diode des nachfolgenden UND-Gatters, das die Oszillatorimpulse nur während seiner Öffnungszeit freigibt.

In der Mittelwertstufe schließlich wird im Takt der eintreffenden Impulse ein  $RC$ -Glied periodisch umgeladen. Die hierbei entstehenden Stromstöße werden in einem weiteren Kondensator integriert. Die Spannung an dem zuletzt genannten Kondensator ist unter bestimmten Voraussetzungen ein Maß für die Anzahl der sekundlich eingehenden Impulse. In der nachfolgenden Vergleichsstufe wird dieser Span-

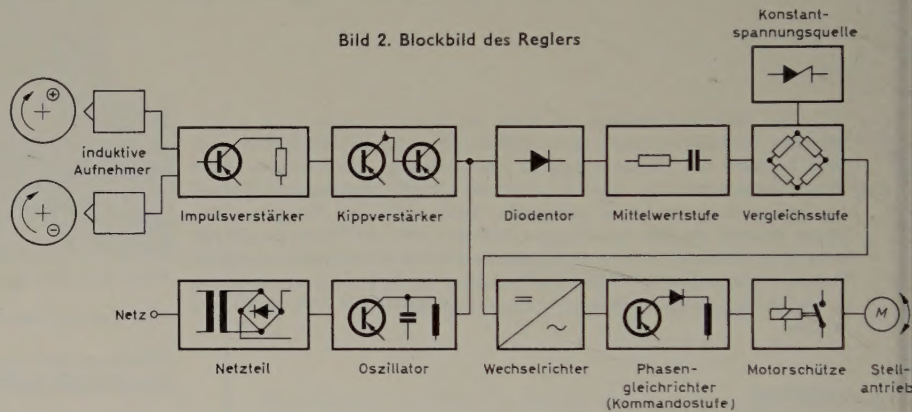


Bild 2. Blockbild des Reglers

nung eine konstante Hilfsspannung entgegengeschaltet. Die Differenz beider Spannungen ist die Regelabweichung  $x_w$ . Die bisher genannten Teile der Schaltung bilden zusammen das Meßglied des Reglers. In einer phasenempfindlichen Gleichrichteranordnung wird die Regelabweichung unter Berücksichtigung ihres Vorzeichens in einen entsprechenden Steuerbefehl umgewandelt, der schließlich den Stellantrieb im Sinne einer Verringerung der vorhandenen Regelabweichung betätigt.

### 4. Die Mittelwertstufe

Das Kernstück des Meßgliedes ist die Mittelwertstufe. Deshalb sei auf diesen Teil der Schaltung besonders ausführlich eingegangen. Bild 3 zeigt den grundsätzlichen Aufbau.

Der Transistor hat hier die Aufgabe, im Rhythmus der Impulsfrequenz den Punkt A periodisch auf die Potentiale  $U_0$  und  $U_{CE0} \approx 0$  umzuschalten. Es werde der Einfachheit halber angenommen, im Einschalt Augenblick seien beide Kondensatoren spannungslos und der Transistor durch einen negativen Impuls an seiner Basis voll geöffnet. Der Punkt A liegt also in diesem Augenblick auf Nullpotential. Mit dem Verschwinden des negativen Impulses geht der Transistor in den gesperrten Zustand über und schaltet damit A auf das nahezu volle

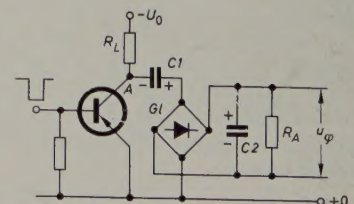


Bild 3. Schaltung der Mittelwertstufe



negative Potential  $U_0$ . Hierbei liegen die beiden Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  über den Gleichrichter  $Gl$  in Reihe an  $U_0$  und laden sich über den Vorwiderstand  $R_L$  auf. Gleichzeitig entlädt sich  $C_2$  über den äußeren Belastungswiderstand  $R_A$ .

Die Kondensatoren nehmen während der Ladung gleich große Strommengen auf, wobei sich die anliegenden Spannungen umgekehrt zu ihren Kapazitäten verhalten. Da  $C_2 \approx 10^4 C_1$  ist, liegt demnach an  $C_1$  der weitaus größte Teil von  $U_0$ .

Der nächste negative Impuls öffnet erneut den Transistor, wobei diesmal  $C_1$  über den Gleichrichter parallel zu  $C_2$  geschaltet wird. Wegen der höheren Spannung an  $C_1$  fließt jetzt so lange ein Ausgleichsstrom von  $C_1$  nach  $C_2$ , bis an beiden Kondensatoren die gleiche Spannung liegt. Auch während dieses Ausgleichsvorganges entlädt sich  $C_2$  über  $R_A$ . Gegenüber einem gewöhnlichen Einweg-Gleichrichter hat die Brückenschaltung den Vorteil, daß sowohl während des Lade- als auch während des Entladevorganges von  $C_1$  eine bestimmte Ladungsmenge auf  $C_2$  übergeht. Hierdurch wird mit verhältnismäßig kleinem Aufwand eine geringere Welligkeit der Ausgangsspannung  $u_q$  erreicht. Die Spannung  $u_q$  an  $C_2$  nimmt bei veränderlicher sekundlicher Impulshäufigkeit  $n_q$  nach Ablauf einer bestimmten Einstelldauer stets eine solche Höhe an, daß die zu- und abfließenden Ströme von  $C_2$  gleich groß werden.

Im Bild 4 ist der prinzipielle Verlauf der verschiedenen Spannungen und Ströme an mehreren Stellen der Schaltung schematisch aufgezeichnet. Der Einfachheit halber wurde hierbei auf eine maßstäbliche Darstellung der einzelnen Größen verzichtet. Die Schwankungen der Spannung  $u_q$  um ihren Mittelwert sind in Wirklichkeit viel geringer als in der Zeichnung angegeben.

Damit sich zwischen der Anzahl  $n_q$  der Impulse, die in der Zeiteinheit auf die Mittelwertstufe gelangen, und der Ausgangsspannung  $u_q$  ein hinreichend linearer Zusammenhang ergibt, müssen durch eine geeignete Bemessung der Schaltelemente die beiden folgenden Bedingungen erfüllt werden:

$$\tau = C_1 (R_{Gl} + R_L) \ll \frac{1}{n_q} \quad (4)$$

$$u_{q \max} \ll U_0 \quad (5)$$

Darin bedeutet  $\tau$  die Zeitkonstante,  $R_{Gl}$  den Widerstand des Gleichrichters in Durchlaßrichtung,  $R_L$  den Kollektorarbeitswiderstand.

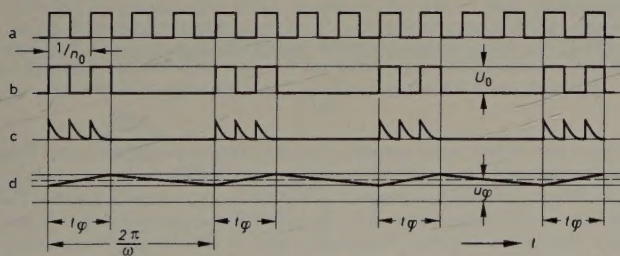


Bild 4. Spannungen und Ströme an verschiedenen Stellen des Reglers. a) Oszillatorspannung am Eingang des Tores, b) Oszillatorspannung am Ausgang des Tores, c) Strom des Kondensators  $C_1$  hinter dem Gleichrichter  $Gl$ , d) Meßspannung  $u_q$  am Kondensator  $C_2$  der Mittelwertstufe des Reglers

Der Widerstand  $R_A$  hat hierbei praktisch keinen Einfluß auf die Zeitkonstante  $\tau$ , da nämlich der größte Teil des Stroms durch den wesentlich niedrigeren kapazitiven Widerstand des parallelgeschalteten Kondensators  $C_2$  fließt.

Unter den obengenannten Voraussetzungen bringt jeder einzelne Impuls, der die Mittelwertstufe tastet, die gleich große Ladungsmenge

$$q = C_1 \cdot U_0 \quad (6)$$

auf den Kondensator  $C_2$ .

Der Mittelwert des Ladestroms ergibt sich damit zu

$$i = q \cdot n_q = C_1 \cdot U_0 \cdot n_q \quad (7)$$

Die an  $C_2$  liegende Spannung  $u_q$  stellt sich dabei so ein, daß der in den Kondensator hineinfließende Strom ebenso groß wie der abfließende Strom wird.

Dieser Zusammenhang kann also durch die Gleichung

$$C_1 \cdot U_0 \cdot n_q = \frac{u_q}{R_A} \quad (8)$$

ausgedrückt werden oder, wenn man die Konstanten  $C_1$ ,  $U_0$  und  $R_A$  zu der gemeinsamen Konstante  $K$  zusammenfaßt, durch

$$u_q = K \cdot n_q \quad (9)$$

Die Betriebsspannung der Mittelwertstufe wird in einem besonderen mit einer Zenerdiode und zwei Transistoren bestückten Netzteil stabilisiert, damit die Schwankungen der Netzspannung keinen Einfluß auf den Meßwert der Regelgröße haben. Die Spannung des Oszillators wird übrigens ebenfalls mit einer Zenerdiode konstantgehalten, da Änderungen der Frequenz nach Gl. (2) und Gl. (9) unmittelbar in den Meßwert eingehen.

## 5. Das elektronische Tor

Diese Stufe hat die Aufgabe, einen Teil der vom Oszillator erzeugten Impulse in Abhängigkeit von der Phasendifferenz der beiden Wellen zu sperren. Nach Bild 5 besteht dieser Teil der Schaltung aus zwei Bau-

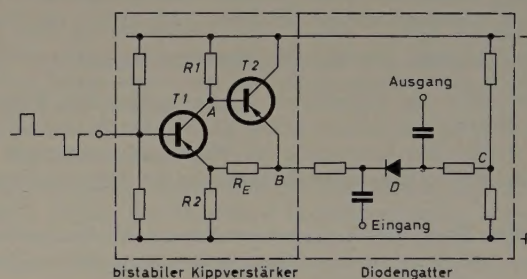


Bild 5. Torschaltung

gruppen: einem bistabilen Kippverstärker und einem Diodengatter. Der Kippverstärker hat im einzelnen folgende Wirkungsweise: Angenommen, von den beiden Transistoren sei  $T_1$  gerade leitend, dann liegt zwischen Basis und Emitter von  $T_2$  die kleine Kollektorrestspannung  $U_{CE0}$ , die über den verhältnismäßig großen Widerstand  $R_E$  nur einen sehr geringen Emittierstrom treiben kann.  $T_2$  kann daher als praktisch gesperrt angesehen werden. Erhält jetzt die Basis von  $T_1$  einen positiven Impuls, so geht  $T_1$  in den gesperrten Zustand über. Damit nimmt der Punkt  $A$  nahezu das volle negative Potential an und öffnet  $T_2$ . Der Emittierstrom von  $T_2$  bewirkt dabei einen Spannungsabfall an  $R_2$ , der so groß ist, daß jetzt der Emitter von  $T_1$  negativ vorgespannt wird und den Transistor gesperrt hält. Erst wenn an die Basis von  $T_1$  wieder ein negativer Impuls gelangt, kippt die Anordnung in die entgegengesetzte stabile Stellung zurück.

Das Potential von  $B$  ist, während die Schaltung in der erstgenannten Stellung verharrt, positiv gegenüber dem Potential in der entgegengesetzten Stellung. Legt man daher das Bezugspotential des Punktes  $C$  zwischen diese beiden Werte, so wird die Diode  $D$ , während der Kippverstärker arbeitet, abwechselnd geöffnet und gesperrt.

## 6. Die Kommandostufe (Stellbefehlgeber)

In diesem Teil der Schaltung wird die Regelabweichung hinsichtlich Amplitude und Vorzeichen ausgewertet und in einen entsprechenden Steuerbefehl für die Wendeschütze des Stellantriebes umgeformt. Zwischen Meßglied und Kommandostufe ist ein Wechselrichter angeordnet, der die Aufgabe hat, die in eine Gleichspannung abgebildete Regelabweichung in eine Folge von Rechteckimpulsen mit Netzfrequenz zu zerhacken. In der aus den Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  und  $T_3$  bestehenden Vorstufe des Stellbefehlgebers (Bild 6) wird das Eingangssignal nach erfolgter Begrenzung durch die beiden antiparallel geschalteten Dioden genügend verstärkt, um den Schalttransistor  $T_4$  zu tasten. Die Relais  $E$  und  $F$  sind in einer aus der Sekundärwicklung des Netztransformators, den Dioden  $D_1$  und  $D_2$  sowie dem Transistor  $T_4$  bestehenden Brücke angeordnet.

Die Schaltung ist so aufgebaut, daß bei wechselndem Vorzeichen der Regelabweichung die beiden Relais jeweils ihre Schaltstellungen miteinander vertauschen. Unterschreitet hierbei die Regelabweichung



# Lautsprechersysteme für Studio-Anlagen

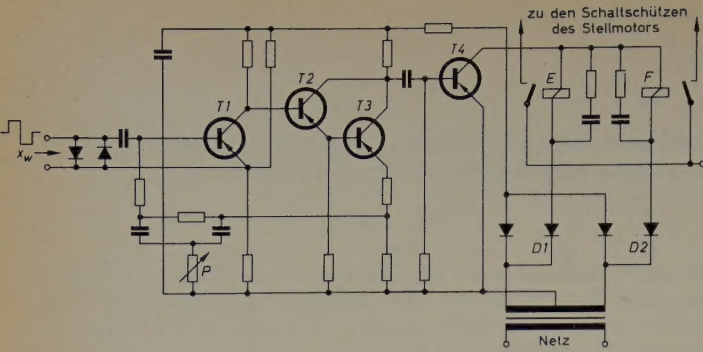


Bild 6. Schaltung der Kommandostufe

einen bestimmten Mindestwert — die Ansprechgrenze der Kommandostufe —, dann fallen beide Relais ab. Die Breite des Unempfindlichkeitsbereiches kann mit Hilfe des veränderbaren Widerstandes  $P$  innerhalb bestimmter Grenzen eingestellt werden.

## 7. Stellantrieb und Regelstrecke

Die gegenseitige Phasenlage zweier Antriebe kann grundsätzlich auf zweierlei Arten verändert werden. Im einen Falle erfolgt der Stell-eingriff in die Drehzahl oder die Winkelgeschwindigkeit  $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$

des einen Antriebes, des sogenannten Folgeantriebes. Das Zeitverhalten einer derartigen Regelstrecke hat die im Bild 7a angegebene Form. Eine momentane Verstellung der Winkelgeschwindigkeit im Zeitpunkt  $t_0$  hat eine zeitproportionale Änderung der Winkelstellung  $\varphi$  zur Folge.

Im zweiten Falle bleibt die Drehzahl unverändert, der Grund-Drehbewegung wird jedoch während der Verstellzeit eine zusätzliche Drehbewegung rückwirkungsfrei überlagert, die zu einer Änderung der Winkelstellung führt. Diese Art von Stelleingriff hat das im Bild 7b angedeutete Zeitverhalten. In beiden Fällen wurde die bei der Untersuchung von Regelstrecken übliche Annahme gemacht, daß die Verstellung sprunghaft erfolgt. Wie bereits angedeutet wurde, kommt die zuerst genannte Form der Regelstrecke nur für Antriebe in Frage,

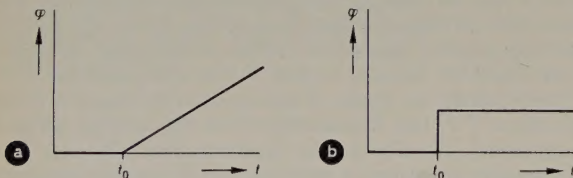


Bild 7. a) Zeitverhalten einer Drehzahlregelstrecke, b) Zeitverhalten einer Wegregelstrecke

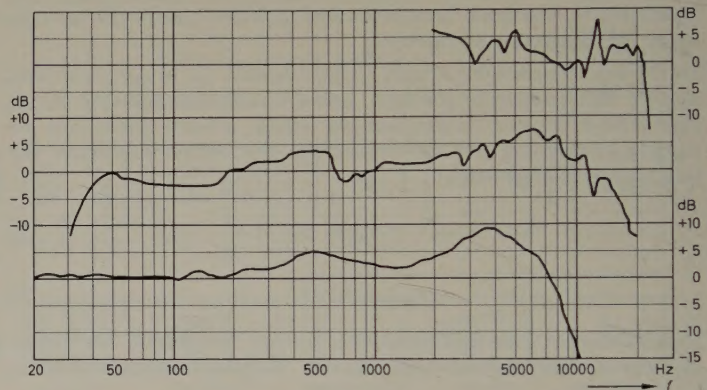
bei denen das die Maschinen durchlaufende Arbeitsgut die während des Betriebes auftretenden Weg- oder Winkelunterschiede in Gestalt einer Schleife oder durch eine vorübergehende Entkopplung ausgleichen kann. In allen übrigen Fällen dagegen ist eine Regelstrecke der zweiten Art zu verwenden. Eine praktische Ausführung einer solchen Regelstrecke ist ein Differentialgetriebe, dessen dritte Welle von dem Verstellantrieb entsprechend den von dem Regler gegebenen Steuerbefehlen gedreht wird.

## Schrifttum

- 1) ● Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Weinheim 1956, Verlag Chemie
- 2) Patraico, J.: Transistorized strobe measures shaft torque. Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 6, S. 147
- 3) Oesterlin, W.: Neues Drehmomentmeßverfahren mittels elektronischer Zähler. Elektrot. Z.-A Bd. 78 (1957) Nr. 21, S. 803–805
- 4) Haidecker, A.: Transistorbestückte elektronische Drehzahlmesser. Elektronik Bd. 6 (1957) Nr. 10, S. 307–308
- 5) Steulmann, G.: Regelprobleme an Papiermaschinen. VDI-Nachr. Bd. 12 (1958) Nr. 21, S. 9
- 6) Hamerak, K.: Stetige Regelung mittels Impulsweiten-Modulation. Automatisierung Bd. 4 (1959) Nr. 11, S. 12–14

(eingegangen am 5. Januar 1960)

Wegen der technischen Unmöglichkeit, Lautsprechersysteme herzustellen, die den ganzen hörbaren Frequenzbereich von mindestens 40...15000 Hz einwandfrei wiedergeben, bedient man sich bei hohen Qualitätsanforderungen sorgfältig ausgewählter Kombinationen verschiedener Lautsprechersysteme und teilt über elektrische Weichen den gesamten wiederzugebenden Frequenzbereich auf die einzelnen Lautsprechersysteme auf. Bei geeignetem Einbau derartiger Kombinationen in akustische Gehäuse oder in Schallwände lassen sich dann Lautsprecher erstellen, die selbst höchsten Anforderungen in Studio-Anlagen gerecht werden. Maßgebend für die erreichbare Wiedergabequalität sind neben der richtigen Ankopplung der schwingenden Membranen an den umgebenden Luftraum in erster Linie die Eigenschaften der Lautsprechersysteme, insbesondere die des Tiefton-Systems. Hochwertige Lautsprechersysteme für den Aufbau derartiger Studio-Lautsprecher liefert die Firma G. Cabasse, Paris (deutsche Vertretung: Elektromechanik W. Franz KG). Zum Aufbau einer hochwertigen Studio-Lautsprecheranlage steht beispielsweise eine Kombination, bestehend aus dem Tiefton-System „36 II BX“, dem Mittelton-System „21 C“ und einem doppelten Hochtון-System zur Verfügung. Besonders bemerkenswert ist das mit 30 W belastbare Tiefton-System mit 36 cm Durchmesser (Gewicht 11 kg) für den Frequenzbereich 16...5000 Hz, dessen Magnetsystem mit einem Gesamtfluß von 370000 Maxwell eine Luftspalt-



Frequenzkurven der Lautsprecher-Systeme. Oben: Gesamt-Frequenzkurve des Hochtון-Systems, gemessen im diffusen Schallfeld; Mitte: Frequenzkurve des Systems „21 C“ bei Einbau in eine unendlich große Wand, gemessen in 1 m Abstand in Achsrichtung; unten: Frequenzkurve des Systems „36 II BX“ bei Einbau in eine unendlich große Wand, gemessen in 1 m Abstand in Achsrichtung

induktion von 16000 Gauß erzeugt. Die Schwingspule mit 65,5 mm Durchmesser ist aus Aluminiumdraht gewickelt und hat deshalb eine besonders geringe Masse. Besondere Sorgfalt legte man auf extrem weiche Rand-einspannung der Membrane und benutzte dazu einen Spezial-Schaumgummi. Dadurch ist dieses Tiefton-System in der Lage, Frequenzen bis herab zu 16 Hz einwandfrei wiederzugeben (vgl. Frequenzkurve). Für die Wiedergabe des mittleren Frequenzbereiches von 45...15000 Hz ist das 10-W-System „21 C“ bestimmt, das bei 68000 Maxwell magnetischem Gesamtfluß im Luftspalt eine Induktion von 17000 Gauß hat. Die Membrane dieses 21-cm-Systems ist exponentiell gekrümmt und wegen ihrer speziellen mechanischen Eigenschaften insbesondere auch für die einwandfreie Wiedergabe der Einschwingvorgänge hervorragend geeignet. Als Hochtון-System wird ein Lautsprecherpaar benutzt, deren Membranen 6 cm beziehungsweise 8 cm Durchmesser haben. Sie sind in einem besonderen Gehäuse (230 × 113 × 78 mm) und gegeneinander verwinkelt eingebaut. Durch weitgehende Verringerung der schwingenden Massen und Ausschaltung zusätzlicher elastischer Kräfte ist es möglich gewesen, dieses Hochtון-System für die Wiedergabe von Frequenzen im Bereich 5000 bis 22000 Hz geeignet zu machen.

Alle Systeme haben je 15 Ω Impedanz (die beiden Hochtון-Systeme sind parallelschaltbar). Großen Wert legte man bei der Konstruktion dieses Systems darauf, alle nur denkbaren Ursachen für Verzerrungen auf ein Minimum zu reduzieren. So hat man beispielsweise durch Wahl des Materials für die Membranen und mit der Formgebung der Membranen selbst sowie durch die Art der Einspannung der Membrane erreicht, daß die Entstehung von Partialschwingungen sowie die Anregung von Eigenfrequenzen im jeweiligen Übertragungsbereich weitgehend unterbunden werden. Ebenso sind die Abmessungen der Schwingspulen so gewählt, daß die Anzahl der im Magnetfeld befindlichen Windungen auch bei den größten Auslenkungen konstant bleibt.



# Die Erzeugung linearer Sägezahnspannungen mit der Bootstrap-Schaltung

DK 621.373.43.3.018.751

Es wird ein Sägezahngenerator beschrieben, der nach dem Prinzip der mitlaufenden Ladespannung arbeitet. Die gelieferte Ausgangsspannung läßt sich in die Anstiegsphase und zwei Rücklaufphasen aufteilen. Die Anstiegsphase wird mathematisch untersucht; es schließt sich eine Betrachtung über die Vorteile der Schaltung und die erreichbare Linearität an. Der mathematischen Untersuchung der zwei Rücklaufphasen folgt die Berechnung des maximal erreichbaren Tastverhältnisses als Funktion der für die drei einzelnen Phasen maßgebenden Zeitkonstanten. Der Einfluß der Gitter-Anodenkapazität der Schältröhre wird gezeigt.

## 1. Die Bootstrap-Schaltung

Die Bootstrap-Schaltung wurde während des letzten Krieges in den USA entwickelt und hat trotz mehrfacher Erwähnung in der amerikanischen Literatur noch keinen Eingang in das deutsche Schrifttum gefunden. Es handelt sich dabei um einen Katodenverstärker (Bild 1), dessen Ausgangsspannung voll auf den Eingang zurückgekoppelt wird.

Die Ausgangsspannung hat den im Bild 2 dargestellten zeitlichen Verlauf, der sich in drei dynamische Phasen unterteilen läßt, und zwar in

- 1) die Anstiegsphase von der Dauer  $\tau_a$ ,
- 2) die Rücklaufphase  $\alpha$  von der Dauer  $\tau_\alpha$  und
- 3) die Rücklaufphase  $\beta$  von der Dauer  $\tau_\beta$ .

Diesen drei Phasen kann sich noch eine statische Phase anschließen, in der das System im Ruhezustand verharrt.

## 2. Die drei dynamischen Phasen der Ausgangsspannung

Die Funktion der Schaltung ist folgende:  $Rö 1$  erhält zunächst noch keine Gittervorspannung, so daß sie leitet. Mit dem sehr großen Widerstand  $R$  im Anodenkreis liegt ihr Anodenpotential und damit auch die Spannung an  $C_1$  und am Gitter von  $Rö 2$  nur wenig über Null.

### 2.1 Anstiegsphase

Mit Hilfe der Ersatzschaltung im Bild 3 sei die Anstiegsphase näher betrachtet.

$Rö 1$  wird mit einer negativen Rechteckspannung am Gitter gesperrt. Der Kondensator  $C_1$  lädt sich auf, wodurch die Spannung am Gitter

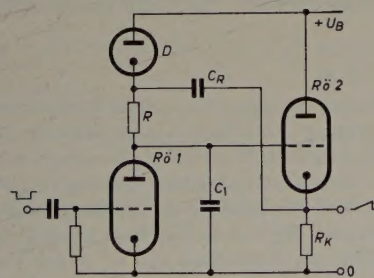
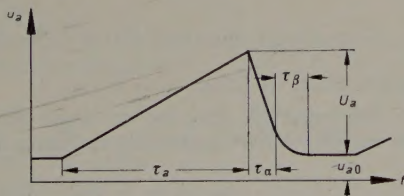


Bild 1. Bootstrap-Schaltung

Bild 2. Verlauf der Ausgangsspannung



von  $Rö 2$  ansteigt, so daß der Katodenverstärker eine steigende Ausgangsspannung liefert. Diese Ausgangsspannung wird über  $C_R$  und  $R$  auf  $C_1$  zurückgekoppelt. Es findet also das Prinzip der mitlaufenden Ladespannung Anwendung.

Der innere Widerstand der Diode und damit auch der Spannungsabfall an der Diode ist gegenüber  $R$  zu vernachlässigen. Die Diode sperrt aber, wenn die Aufladung von  $C_1$  beginnt, da infolge der zurückgekoppelten Ausgangsspannung ihre Kathode positiver als  $U_B$

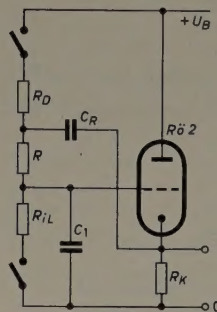


Bild 3. Ersatzschaltung für die Anstiegsphase  $\alpha$

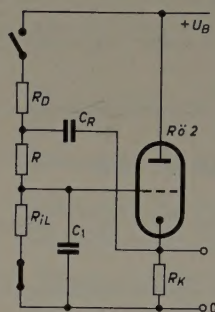


Bild 4. Ersatzschaltung für die Rücklaufphase  $\alpha$

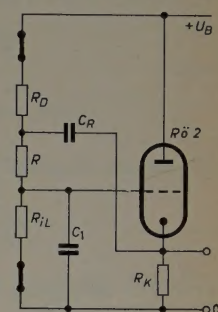


Bild 5. Ersatzschaltung für die Rücklaufphase  $\beta$

wird, und das führt dazu, daß  $C_1$  seine Ladung nur aus dem Rückkoppelkondensator  $C_R$  bezieht. Man erkennt, daß  $C_R \gg C_1$  sein muß, um den Spannungsverlust an  $C_R$  kleinzuhalten und damit eine gute Linearität zu erreichen.

### 2.2 Rücklaufphase $\alpha$

Die hierfür gültige Ersatzschaltung zeigt Bild 4.  $Rö 1$  wird durch die positive Flanke der steuernden Rechteckspannung leitend und entlädt den Ladekondensator  $C_1$ . Da diese Entladung sehr schnell vor sich geht, kann der weitere Ladungsverlust an  $C_R$  während der Phase  $\alpha$  unberücksichtigt bleiben.

### 2.3 Rücklaufphase $\beta$

Infolge der Entladung von  $C_1$  wird zu einem bestimmten Zeitpunkt die Diode leitend (Bild 5), weil mit  $u_{e1}$  auch die Spannung an  $R_K$  sinkt. Da die Spannung an  $C_R$  wegen des Ladungsverlustes während der Anstiegsphase gesunken ist, zündet die Diode, bevor die Spannung an  $R_K$  auf den statischen Wert abgefallen ist. Der dann fließende Rückladestrom in  $C_R$  fließt über  $R_K$  und beeinflusst demzufolge den Verlauf der Sägezahnspannung beim Rücklauf.

## 3. Berechnung der Ausgangsspannung

In der folgenden Rechnung bedeutet:

- $u_{C1}$  den Augenblickswert der Spannung an  $C_1$ ,
- $U_{C1}$  die Sägezahn-Spitzenspannung an  $C_1$ ,
- $u_a$  den zeitlichen Verlauf der Spannung an  $R_K$  (= Ausgangsspannung),
- $U_a$  die Sägezahn-Spitzenspannung an  $R_K$ ,
- $u_{a0}$  die Spannung an  $R_K$  im statischen Zustand,
- $u_{CR}$  den Augenblickswert der Spannung an  $C_R$ ,
- $\Delta U_{CR}$  den Spannungsverlust an  $C_R$  am Ende der Anstiegsphase,
- $u_R$  den Augenblickswert der Spannung an  $R$

### 3.1 Anstiegsphase $\alpha$ (Bild 3)

Der Ladekondensator bezieht seine Ladung nur aus dem Rückkoppelkondensator  $C_R$ , da die Diode im Augenblick des Sägezahnbeginns sperrt. Bei genügend großem  $R$  kann der dann auftretende Umladestrom von  $C_R$  nach  $C_1$  in seiner Wirkung an  $R_K$  vernachlässigt werden.

Die Ausgangsspannung wird dann

$$u_a = i_K \cdot R_K \quad (1)$$

Ferner gelten

$$u_a = V \cdot u_{C1}, \quad (2)$$

worin  $V = \frac{S \cdot R_K}{1 + S \cdot R_K (1 + D)}$  die Verstärkung des Katodenverstärkers ist,



$$u_R = i_e \cdot R,$$

worin  $i_e$  der Umladestrom ist, und

$$u_{CR} = U_B - u_{a0} - \Delta u_{CR}, \quad (4)$$

worin  $\Delta u_{CR}$  der Augenblickswert vom Spannungsverlust an  $C_R$  ist, der sich aus folgender Überlegung ergibt: Der Ladungsverlust an  $C_R$  muß gleich dem Ladungsgewinn an  $C_1$  sein, es gilt also

$$Q = \Delta u_{CR} \cdot C_R = u_{C1} \cdot C_1$$

oder

$$\Delta u_{CR} = u_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} \quad (4a)$$

Mit diesem Ausdruck geht Gl. (4) in

$$u_{CR} = U_B - u_{a0} - u_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} \quad (4b)$$

über. Die Bedingung für Spannungsgleichgewicht (Bild 3) ist

$$u_{C1} + u_R = u_{CR} + u_a$$

Nach Einsetzen der Gl. (2), (3) und (4b) in Gl. (5) folgt

$$u_{C1} + i_e \cdot R = U_B - u_{a0} - u_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} + V \cdot u_{C1}$$

$$i_e \cdot R = U_B - u_{a0} + u_{C1} \cdot \left( V - \frac{C_1}{C_R} - 1 \right)$$

Mit den Abkürzungen  $U_0 = U_B - u_{a0}$  und  $A = V - \frac{C_1}{C_R} - 1$  folgt

$$i_e = \frac{U_0 + A \cdot u_{C1}}{R} \quad (6)$$

Führt man jetzt die Zeitabhängigkeit durch die Differentialgleichung der Kondensatorladung ein, dann gilt

$$C_1 du_{C1} = i_e dt$$

Mit Gl. (6) ergibt sich dann

$$C_1 du_{C1} = \frac{U_0 + A \cdot u_{C1}}{R} dt$$

$$\int dt = \frac{R \cdot C_1}{A} \cdot \int \frac{du_{C1}}{\frac{U_0}{A} + u_{C1}}$$

Nach Integration erhält man

$$t = \frac{R \cdot C_1}{A} \cdot \left[ \ln \left( \frac{U_0}{A} + u_{C1} \right) + \ln K \right] \quad (7)$$

Zur Bestimmung von  $K$  dient die Anfangsbedingung, daß zur Zeit  $t = 0$  auch  $u_{C1} = 0$  ist.

$$0 = \frac{R \cdot C_1}{A} \cdot \ln \frac{U_0}{A} + \frac{R \cdot C_1}{A} \cdot \ln K$$

$$K = \frac{A}{U_0}$$

Setzt man diesen Wert für  $K$  in Gl. (7) ein, dann ergibt sich

$$t = \frac{R \cdot C_1}{A} \cdot \ln \left[ \left( \frac{U_0}{A} + u_{C1} \right) \cdot \frac{A}{U_0} \right] \quad (7a)$$

Durch Umstellen von Gl. (7a) folgt

$$u_{C1}(t) = \frac{U_0}{A} \cdot \left( e^{A \cdot \frac{t}{R \cdot C_1}} - 1 \right), \quad (7b)$$

(3) und nach Einsetzen von Gl. (7b) in Gl. (2) ergibt sich die gelieferte Ausgangsspannung zu

$$u_a(t) = U_0 \cdot \frac{V}{A} \cdot \left( e^{A \cdot \frac{t}{R \cdot C_1}} - 1 \right) \quad (8)$$

Gl. (7b) scheint zunächst unverständlich, denn eine Kondensatoraufladung folgt normalerweise einer Funktion von der Form

$$u_C(t) = U_0 \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

Beachtet man aber, daß der Faktor  $A$  immer negativ ist, dann ergibt sich die oben angeführte Normalform.

Durch Vergleich der Gl. (8) mit der Normalform ergibt sich folgender Vorteil der Bootstrap-Schaltung:

Die Endspannung, der sich die Sägezahnspannung nach einer Exponentialfunktion nähert, ist das  $\left| \frac{V}{A} \right|$ -fache der tatsächlich zur Verfügung stehenden Spannung. Es lassen sich für  $\left| \frac{V}{A} \right|$  Werte von

(5) etwa 20 erreichen. Geht man von der allgemeinen Annahme aus, daß die ersten 10% der Steigung der Exponentialfunktion als linear angesehen werden können, so lassen sich bei vorgegebener Betriebsspannung  $U_B$  bedeutend größere Sägezahnampplituden erreichen als mit einem gewöhnlichen  $RC$ -Glieder. Bei dieser Überlegung darf die Aussteuerfähigkeit von  $R\ddot{o}2$  nicht unberücksichtigt bleiben.

Als Linearitätsgüte wird der Quotient aus Sägezahnanstieg am Ende und Sägezahnanstieg zu Beginn der Anstiegsphase definiert

$$g = \frac{du_a/dt(t=\tau_a)}{du_a/dt(t=0)} \quad (9)$$

Nach Differentiation der Gl. (8) und Einsetzen der Differentialquotienten in Gl. (9) ergibt sich die Linearitätsgüte zu

$$g = e^{\frac{\tau_a}{T_a}}, \quad (10)$$

worin

$$T_a = \frac{R \cdot C_1}{A} \quad (11)$$

die Zeitkonstante der Anstiegsphase ist.

Im Idealfall, der auch mit dieser Schaltung nicht erreicht werden kann, ist  $g = 1$ ; es lassen sich jedoch für  $g$  Werte gewinnen, die innerhalb der Rechenschiebergengenauigkeit nicht von 1 zu unterscheiden sind.

### 3.2 Rücklaufphase $\alpha$ (Bild 4)

$R\ddot{o}1$  wird mit der positiven Flanke der steuernden Rechteckspannung leitend; wegen der Diodenwirkung der Gitter-Katodenstrecke tritt eine Schwarzsteuerung auf den positiven Wert der Rechteckspannung ein. Während des Rücklaufes kann also die Gitterspannung von  $R\ddot{o}1$  zu Null angenommen werden. Der Widerstand im Rückladekreis für  $C_1$  ist als Leerlaufinnenwiderstand  $R_{iL}$  der Schalttröhre betrachtbar. Damit läßt sich die Zeitfunktion der Entladung von  $C_1$  in der Form

$$u_{C1} = U_{C1} \cdot e^{-\frac{t}{R_{iL} \cdot C_1}} \quad (12)$$

schreiben. Nach Gl. (2) ist  $u_a = V \cdot u_{C1}$ .

Diese Gleichung gilt aber nur so lange, wie die Diode sperrt. Die Diode beginnt in dem Augenblick zu leiten, in dem

$$u_{a0} + u_a + u_{CR} = U_B \quad (13)$$

wird.

Mit der Annahme, daß sich  $u_{CR}$  während der Rücklaufphase  $\alpha$  nicht ändert, ergibt sich für den Spannungsverlust an  $C_R$  nach Gl. (4a)

$$\Delta u_{CR} = u_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R}$$

Ist  $u_{CR0}$  die Spannung an  $C_R$  während der statischen Phase, dann gilt

$$u_{CR0} = U_B - u_{a0}$$



Von diesem Wert ist  $\Delta U_{CR}$  in Abzug zu bringen, um  $u_{CR}(t = \tau_a) = U_{CR}$  zu erhalten.

$$U_{CR} = U_B - u_{a0} - \Delta U_{CR}$$

$$U_{CR} = U_B - u_{a0} - U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} \quad (14)$$

Daraus läßt sich derjenige Wert von  $u_a$  berechnen, bei dem die Diode zu leiten beginnt; nach Einsetzen von  $U_{CR}$  aus Gl. (14) für  $u_{CR}$  in Gl. (13) ergibt sich dieser Wert zu

$$u_a = U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} \quad (15)$$

Mit

$$u_a(\tau_a) = V \cdot u_{C1}(\tau_a) \quad (16)$$

läßt sich jetzt die für die Rücklaufphase  $\alpha$  benötigte Zeit  $\tau_a$  berechnen. Setzt man Gl. (16) in Gl. (15) ein, dann ist

$$V \cdot u_{C1}(\tau_a) = U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} \quad (17)$$

Nach Gl. (12) gilt

$$u_{C1}(\tau_a) = U_{C1} \cdot e^{-\frac{\tau_a}{R_{iL} \cdot C_1}} \quad (12a)$$

Durch Einsetzen von Gl. (12a) in Gl. (17) erhält man

$$e^{-\frac{\tau_a}{R_{iL} \cdot C_1}} = V \cdot \frac{C_R}{C_1},$$

und durch Auflösen nach  $\tau_a$  folgt die benötigte Zeit

$$\tau_a = R_{iL} \cdot C_1 \cdot \ln \left( V \cdot \frac{C_R}{C_1} \right)$$

### 3.3 Rücklaufphase $\beta$ (Bild 5)

Nach Ablauf der Phase  $\alpha$  wird die Diode leitend, so daß  $C_R$  seinen Ladungsverlust über  $R_K$  und den jetzt gegebenenfalls zu beachtenden inneren Widerstand  $R_D$  der Diode ausgleicht.

Der Spannungsverlust an  $C_R$  ist

$$\Delta U_{CR} = U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R}$$

Der Vorgang läßt sich also so behandeln, als ob sich  $C_R$  über  $R_K + R_D$  von Null auf  $U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R}$  auflädt, und das geschieht nach der Zeitfunktion

$$u_{CR} = U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{C_R \cdot (R_K + R_D)}} \right) \quad (18)$$

Der Ladestrom von  $C_R$  folgt der Funktion

$$i_e = C_R \cdot \frac{du_{CR}}{dt} \quad (19)$$

Aus der Differentiation von Gl. (18) und nach Einsetzen des Differentialquotienten in Gl. (19) ergibt sich

$$i_e = U_{C1} \cdot \frac{C_1}{C_R \cdot (R_K + R_D)} \cdot e^{-\frac{t}{C_R \cdot (R_K + R_D)}} \quad (19a)$$

Die Ausgangsspannung ist dann der an  $R_K$  durch  $i_e$  hervorgerufene Spannungsabfall

$$u_a = i_e \cdot R_K \quad (20)$$

Mit Gl. (20) und  $U_{C1} = \frac{U_a}{V}$  erhält man aus Gl. (19a)

$$u_a = \frac{U_a}{V} \cdot \frac{C_1 \cdot R_K}{C_R \cdot (R_K + R_D)} \cdot e^{-\frac{t}{C_R \cdot (R_K + R_D)}} \quad (21)$$

Betrachtet man die Rückladung von  $C_R$  als beendet, wenn  $u_a$  auf 1% des Anfangswertes abgesunken ist, dann gilt als Kriterium für die Beendigung des Ladevorganges

$$e^{-\frac{\tau_\beta}{C_R \cdot (R_K + R_D)}} = \frac{1}{100}$$

Löst man nach  $\tau_\beta$  auf, dann ist die Dauer der Rücklaufphase  $\beta$

$$\tau_\beta = 4,6 \cdot C_R \cdot (R_K + R_D) \quad (22)$$

### 4. Das Tastverhältnis

Die Zeitkonstanten der drei dynamischen Phasen sind:

$$T_a = \frac{R \cdot C_1}{A} \quad \text{Zeitkonstante des Anstiegs,}$$

$$T_a = R_{iL} \cdot C_1 \quad \text{Zeitkonstante der Phase } \alpha,$$

$$T_\beta = C_R \cdot (R_K + R_D) \quad \text{Zeitkonstante der Phase } \beta.$$

Nach Gl. (10) ergibt sich für eine geforderte Güte  $g$  ein Verhältnis

$$\frac{\tau_a}{T_a} = \gamma; \text{ damit ist dann die Anstiegsdauer:}$$

$$\tau_a = \gamma \cdot T_a = \gamma \cdot \frac{R \cdot C_1}{A} \quad (23)$$

Die Rücklaufphase  $\alpha$  benötigt die Zeit

$$\tau_a = \ln \left( V \cdot \frac{C_R}{C_1} \right) \cdot T_a = \ln \left( V \cdot \frac{C_R}{C_1} \right) \cdot R_{iL} \cdot C_1 \quad (24)$$

und die Rücklaufphase  $\beta$  — nach der getroffenen Vereinbarung für das Ladungsende —

$$\tau_\beta = 4,6 \cdot T_\beta = 4,6 \cdot C_R \cdot (R_K + R_D) \quad (25)$$

Das Tastverhältnis ist als

$$V_t = \frac{\text{Impulsbreite}}{\text{Impulsintervall}} = \frac{\tau_a}{\tau_a + \tau_\beta}$$

definiert. Mit den oben angegebenen Werten für  $\tau_a$ ,  $\tau_a$  und  $\tau_\beta$  ist

$$V_t = \frac{\gamma \cdot R \cdot C_1}{A \cdot \left[ R_{iL} \cdot C_1 \cdot \ln \left( V \cdot \frac{C_R}{C_1} \right) + 4,6 \cdot C_R \cdot (R_K + R_D) \right]}$$

### 5. Einfluß der Gitter-Anodenkapazität der Schaltöhre

Bei Verwendung einer Triode als Schaltöhre  $R\delta 1$  kann eine Verzerrung der Ausgangsspannung wie im Bild 6 auftreten.

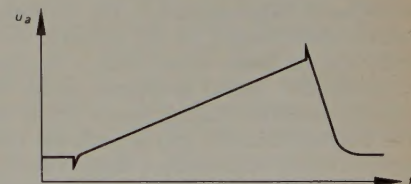


Bild 6. Verzerrung der Ausgangsspannung

Das Überschwingen am Anfang und am Ende des Anstiegs rührt von einer kapazitiven Spannungsteilung des steuernden Rechteckimpulses über  $C_{ag} - C_1$  her. Dieser Effekt kann bei Verwendung einer Pentode als Schaltöhre unterdrückt werden. Dann ist für die Berechnung der Rücklaufphase  $\alpha$  zu beachten, daß für eine Pentode kein über den ganzen Bereich konstantes  $R_{iL}$  definiert werden kann.

Soll die Ausgangsspannung mit einem Sprung beginnen, dann wird der Ladekondensator  $C_1$  nicht direkt, sondern über einen Widerstand an Nullpotential gelegt.

### Schrifttum

- [1] ● Soller, Th., Starr, M. A., u. Valley jr., G. E.: Cathode ray tube displays. New York u. London 1948, McGraw-Hill
- [2] ● Millman, J., u. Taub, H.: Pulse and digital circuits. New York 1956, McGraw-Hill

(eingegangen am 16. November 1959)



Schnelle und genaue Stromrichterregelungen stellen hohe Ansprüche an die Gittersteuersätze. Von den magnetischen Steuersätzen kommen heute nur noch solche mit Stoßdrossel und Phasenschwenkung sowie mit Rücklauf-Magnetverstärker in Frage. Die neueste Entwicklung stellen Transistor-Steuersätze dar, die die Vorteile der Röhrensteuerungen mit denen der magnetischen verbinden. Es werden Wirkungsweise und Eigenschaften verschiedener bewährter Steuermethoden für Quecksilberdampf-Stromrichter beschrieben.

bereich für die Gitterimpulse mindestens  $120^\circ$  sein, zur Aussteuerung im Wechselrichterbetrieb sind etwa  $165^\circ$  erforderlich und für unsymmetrische Gittersteuerung sogar  $210^\circ$ .

Die für die Regelgenauigkeit maßgebliche Gesamtverstärkung des Kreises wird meist durch vorgeschaltete Verstärker aufgebracht und soll hier nicht näher betrachtet werden. Anschließend seien die wichtigsten Gittersteuerverfahren beschrieben und teilweise miteinander verglichen.

Mit Hilfe hochgesättigter Transformatoren werden steile Spannungsspitzen erzeugt, die man gegenüber der Eingangsspannung in der Phase verschieben kann. Die SpannungsschöÙe entstehen in dem Stoßtransformator (Bild 1), der Erregerwicklungen 1, Stoßwicklungen

Bild 1. Prinzipschaltung eines sechsphasigen Stoßtransformators

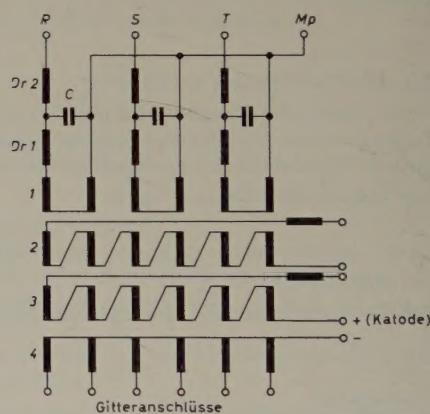


Bild 2 (unten). Erregerstrom, Fluß und Steuerimpulse ohne (links) und mit Vormagnetisierungsstrom  $I_v$  (rechts)

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Nr. 5/1960



zwischen Phasenverschiebung und Steuerstrom sowie das Einhalten der notwendigen Höhe der Spannungsstöße über einen möglichst großen Bereich verlangen einen dreieckförmigen Verlauf des Erregerstroms  $I_e$ . Man erreicht das durch die Vordrossel  $Dr$  1 mit einstellbarem Luftspalt, die bei geeigneter Bemessung der Magnetisierung bei Anlegen einer Sinusspannung einen dreieckförmigen Strom hindurchläßt.

Die Genauigkeit der Steuerung ist um so größer, je weniger Oberwellen die Spannung an der Dreieckdrossel und dem Übertrager hat. Man schaltet daher ein Siebglied aus der Drossel  $Dr$  2 und dem Kondensator  $C$  vor. Meist wird mit einer Steuerwicklung so weit vormagnetisiert, daß die Impulse am Ende des Steuerbereichs liegen und durch Ändern des Steuerstroms über die zweite Steuerwicklung proportional dem Steuerstrom über den ganzen Regelbereich verschiebbar sind. Der Steuerstrom ist über ein Potentiometer einzustellen.

Für den Stoßtransformator werden Dynamoblech IV, 0,35 mm, oder Nickel-Sonderlegierungen, wie „Permenorm“, „Mu-Metall“ und „Permalloy C“ verwendet. Damit sind Steilheiten des Spannungsschusses von etwa 25 V/° erreichbar, und die Impulsbreite ist klein ( $< 30^\circ$ ); die Impulshöhe kann jedoch ausreichend groß gehalten werden. Steilheit und Höhe der Impulse sind im gesamten Steuerbereich ( $120^\circ$  und darüber) annähernd gleich, das Verschieben der Impulse geschieht rein elektrisch, also ohne Drehtransformatoren. Die aufzuwendende Steuerleistung ist für einen Sechspannen-Stromrichter etwa 80 W (einschließlich Sperrspannungsquelle), die aufzuwendende Drehstromleistung etwa 100 VA. Spannungsschwankungen von 10% rufen eine Verschiebung des Zündzeitpunktes von höchstens  $3^\circ$  hervor, Frequenzänderungen von 3% verschieben bei größter Vormagnetisierung den Zündzeitpunkt um  $3,5^\circ$ , sind aber auf die Impulshöhe ohne merklichen Einfluß.

Als wesentliche Nachteile gelten geringe Steilheit und Breite der Spannungsstöße, niedrige Leistung des Steuersatzes (Parallelbetrieb mehrerer Anoden kaum möglich) und schlechte Entionisierungsverhältnisse wegen der fehlenden Gitterableitwiderstände. Den hohen Anforderungen moderner Regelantriebe kann diese Steuerart nicht genügen.

### 3. Phasenanschnittsteuerung mit vormagnetisierten Drosseln

Die Wirkungsweise wurde bereits beschrieben [1], Bild 3 zeigt das Prinzip. Solange die Vormagnetisierung (Steuerstrom  $i_s$ ) im ungesättigten Bereich der Magnetisierungskennlinie verläuft, liegt die gesamte Spannung an der Drossel, erst bei Erreichen des Sättigungsknicks tritt sie am Lastwiderstand auf (Prinzip des spannungssteuernden Magnetverstärkers). Mit der Vormagnetisierung läßt sich

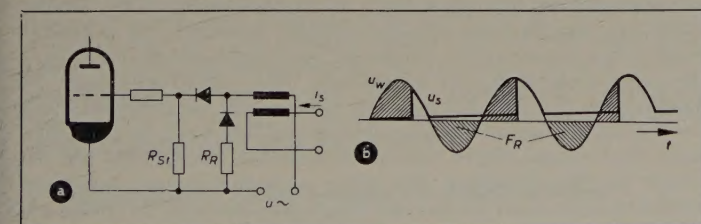


Bild 3. Phasenanschnittsteuerung. a) Prinzipschaltung ( $R_{st}$  Stoßwiderstand,  $R_r$  Rückmagnetisierungswiderstand), b) Spannungsverlauf bei steigendem Steuerstrom  $i_s$  ( $F_r$  Rückmagnetisierungszeitfläche,  $u_w$  sinusförmige Wechselspannung,  $u_s$  Impulsspannung)

der Eintritt der Sättigung steuern und damit die Zündflanke verschieben. Ein Steuerbereich von  $120^\circ$  erfordert relativ große Steuerdrosseln sowie eine effektive Gitterwechselspannung von etwa 500 V; die Impulsbreite ist dabei maximal etwa  $140^\circ$ . Größere Aussteuerungen sind kaum möglich. Meist werden aber kleinere Drosseln verwendet, und der Aussteuerbereich beschränkt sich dann auf etwa  $90 \dots 100^\circ$ . Um den Bereich dennoch zu vergrößern, kann man mit vorgeschalteten Drehtransformatoren arbeiten. Die Steilheit der Zündflanken ist etwa 35 V/°, also nur wenig größer als bei der Stoßspannungssteuerung (bei Verwendung von Ringkernen aus „Permenorm 5000 Z“); sie kann jedoch durch Parallelschalten von Kondensatoren zum Gitterableitwiderstand erheblich verbessert werden. Die Breite der Impulse ist je nach dem Sättigungswinkel  $30 \dots 90^\circ$ .

Gegenüber einer Sperrspannung von  $80 \dots 100$  V kann die Impulshöhe ausreichend groß gehalten werden. Die wirtschaftliche Grenze des Steuerbereichs durch Vormagnetisierung liegt bei etwa  $60^\circ$ . Der Leistungsbedarf eines Steuersatzes einschließlich Sperrspannungsquelle ist nahezu 200 VA, die Vormagnetisierungsleistung etwa 35 VA. Netzspannungsschwankungen machen sich doppelt so stark bemerkbar wie bei der Spannungsstoßsteuerung, auch Frequenzschwankungen wirken sich stärker aus. Die Bauteile müssen besonders ausgesucht und abgestimmt sein. Die Trockengleichrichter sollen möglichst rückstromarm sein, da andernfalls aussteuerungsabhängige Einflüsse auftreten. Bei geeigneter Bemessung kann die Zeitkonstante genügend klein gehalten werden, so daß diese Steuermethode auch für relativ hochwertige Regelungen anwendbar ist.

### 4. Phasenschwenkschaltung mit Stoßdrossel

Ein anderes magnetisches Steuerverfahren verwendet die Phasenschwenkung mit Stoßdrossel [1, 2, 6]. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 4. Die Phasenschwenkung geschieht mit einer LC-Brückenschaltung aus Schwenkdrossel  $Dr$ , Kondensator  $C$  und Transformatorwicklung  $Tr$ . An dem Stoßwiderstand  $R_{st}$  werden die Spannungsstöße

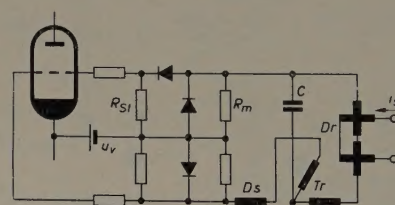


Bild 4. Phasenschwenkschaltung mit Stoßdrossel (LC-Brücke)

abgegriffen. Bei dem Steuerstrom (Vormagnetisierungsstrom)  $i_s = 0$  liegen die Impulse in der hinteren Endlage (Wechselrichteraussteuerung), mit steigender Vormagnetisierung rücken sie nach vorn. Nach Zuschalten des „Schwenkzipfels“, einer um  $60^\circ$  versetzten Phase, erhält man einen größeren Steuerbereich (über  $200^\circ$ ) sowie eine bessere Konstanz der Wechselspannungsamplitude. Die Steilheit der Spannungsstöße ist etwa 100 V/°. Die Steuerleistung für eine Verschiebung über  $165^\circ$  ist etwa  $30 \dots 40$  W, die zu entnehmende Impulsleistung je Phase etwa 200 W. Damit können fünf bis sechs Gitter gesteuert werden. Steuergeräte dieser Art sind bereits vor Jahren mit bestem Erfolg in zahlreichen Anlagen eingesetzt worden und genügen hohen Ansprüchen.

### 5. Gittersteuerung mit Rücklauf-Magnetverstärker

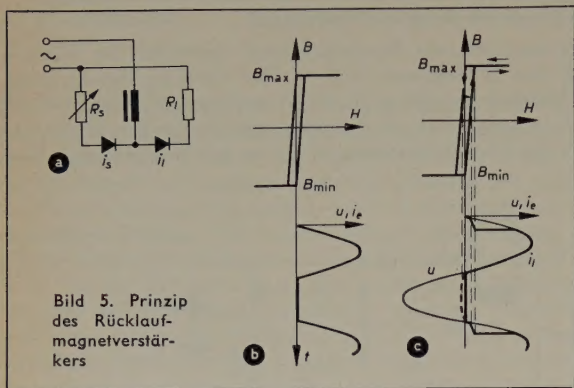
Alle oben beschriebenen Schaltungen enthalten Trägheiten, die mit vertretbarem wirtschaftlichem Aufwand nur bis zu einer bestimmten Grenze herabgesetzt werden können und die die Anwendung der entsprechenden Schaltung für manche Aufgaben der modernen Regelungstechnik ausschließen oder die zumindest weitere Probleme dabei aufwerfen. Besonders geeignet sind Geräte mit Impulsverstellung durch Rücklauf-Magnetverstärker, die die Vorzüge magnetischer Geräte (Robustheit, Wartungslosigkeit, hohe Lebensdauer, sofortige Betriebsbereitschaft) mit einer durch die Eigenart dieser Magnetverstärkerschaltung bedingten sehr kleinen Zeitkonstante verbinden [3]. Genaugenommen weisen Rücklauf-Magnetverstärker (auch Ramey-Schaltung oder Transduktor mit Rückstellkreis genannt) keine Zeitkonstante, sondern nur eine Totzeit auf, die im ungünstigsten Falle von der Dauer einer Periode ist. Die Ansprechzeiten der weiter oben beschriebenen Gittersteuereinrichtungen sind um ein Mehrfaches höher.

Das Prinzip eines Rücklauf-Magnetverstärkers zeigt Bild 5. In Reihe mit der Arbeitswicklung liegt im Arbeits- und Steuerkreis je ein Gleichrichter (Bild 5a). Damit bleibt die Drossel zunächst gesättigt. Die negative Halbwelle der Speisespannung führt im Steuer- oder Rückstellkreis eine Entmagnetisierung des Kerns durch. Bei einem Steuerkreiswiderstand  $R_s = 0$  liegt die volle negative Spannungszeitfläche an der Drossel und bringt sie in den niedrigsten Magnetisierungszustand (Bild 5b, volle Sperrung der Drossel), bei  $R_s \neq 0$  fällt ein Teil der Spannung an  $R_s$  ab, und die Drossel wird weniger entmagnetisiert. Der Sättigungseintritt hängt hierbei also von dem veränderbaren Steuerkreiswiderstand ab (in der Praxis am besten durch Pentoden oder Transistoren verwirklicht). Dadurch



wird die mit einer steilen Flanke einsetzende Spannung am Lastwiderstand, die als Zündspannung an die Gitter des Stromrichters gelangt, zeitlich verschoben (Bild 5c). Die Schaltung des Steuersatzes entspricht der im Bild 3 gezeigten, jedoch mit variablem Rückmagnetisierungswiderstand  $R_R$ . Bedingungen für steile Flanken sind hochwertige Kernmaterialien, streuungsarme Kerne und rückstromarme Trockenventile, also Ringkerne aus „Permenorm 5000 Z“ und Germanium- oder Siliziumventile.

Der Ventil-Rückstrom führt zu einer sogenannten Verlustfläche. Das ist jener Teil der Spannungszeitfläche, der infolge der durch den Rückstrom bewirkten Entmagnetisierung auch bei voller Aussteuerung nicht mehr nutzbar ist. Der dieser Verlustfläche ent-



sprechende Steuerwinkel ist bei hochwertigen Kernen und Ventilen etwa 20...30°. Mit Rücksicht auf Verlustwinkel und erforderliche Impulshöhe kann nur ein Bereich von etwa 135° ausgenutzt werden. Das genügt für Gleichrichterbetrieb, aber bei Wechselrichterbetrieb ist eine Impulsverschiebung über etwa 165° erforderlich. Um das zu erreichen, muß man an Stelle der sinusförmigen Eingangsspannung eine rechteckige Spannung von ausreichender Breite an den Magnetverstärker legen. Das ist durch Kunstschaltungen mit Trocken-gleichrichtern, vor allem aber auch transformatorisch erreichbar. Eine weitere Möglichkeit besteht in mehreren Spannungsstoßsteuersätzen, die bei geeigneter Schaltung Spannungsimpulse liefern, die zusammen eine Rechteckform ergeben. Außerdem kann man eine Kombination von Einphasentransformatoren verwenden, die zum Teil mit Gleichstrom vormagnetisiert sind und sich vom Prinzip des transformatorischen Frequenzwandlers herleiten lassen. Dabei kommen unsymmetrische Spannungsformen den Forderungen an die Impulsbreite für Gleich- und Wechselrichter-Aussteuerung besonders entgegen.

Einige Richtwerte derartiger Steuersätze, die gleichfalls seit einigen Jahren in vielen Anlagen laufen, geben die folgenden Daten: Verstellzeit über 165° etwa 15 ms, Drehstromaufnahme für sechs Phasen mit je drei parallelen Gittern etwa 500 VA, Steuerleistung etwa 3 W. Gittersteuersätze dieser Art können auch höchsten Ansprüchen genügen und stellen die beste Lösung unter allen Gittersteuerverfahren auf magnetischer Basis dar.

Nachteile derartiger Geräte sind fertigungstechnischer Art, wie Verwendung hochwertiger Kernmaterialien und Kernformen (Ringkerne aus „Permenorm 5000 Z“) sowie hochwertiger Trockenventile, Abstimmung der Bauteile, erhebliche Einstellzeiten. Die regeltechnischen Eigenschaften werden aber von keinem anderen magnetischen Steuergerät erreicht.

### 6. Der Röhren-Gittersteuersatz

Schon vor etwa 20 Jahren fanden Gittersteuersätze, die mit Röhren bestückt waren, für schnelle Regelungen Anwendung. Die Schaltung eines Thyatron-Gittersteuersatzes für Stromrichter zeigt Bild 6. Aus Sicherheitsgründen sind zwei Thyatrons parallelgeschaltet, die selbst wieder einen eigenen Gittersteuersatz haben [1]. Ein wesentlicher Nachteil ist die kaum vermeidbare Streuung der Impulse (Abweichungen abhängig vom Zündwinkel und von der Temperatur), während der niedrige Steuerleistungsbedarf als Vorteil anzusehen ist. Solche Steuersätze sind für schnelle Regelungen gut geeignet, sie sind einfach im Aufbau und erfordern keine größeren Abgleicherbeiten.

Die früher oft geäußerten Bedenken hinsichtlich Lebensdauer und Störanfälligkeit treten für moderne Thyatronröhren bei geeigneter Bemessung weitgehend zurück [4]. Trotzdem wird man besonders bei robusten Betriebsbedingungen auf Röhrensteuersätze verzichten, weil neuerdings mit Transistoren bessere Schaltelemente zur Verfügung stehen.

### 7. Der Transistor-Gittersteuersatz

Die Trägheitslosigkeit der Röhrensteuerung sowie die praktisch unendliche Lebensdauer und minimale Störanfälligkeit magnetischer Geräte verbinden Transistorgeräte miteinander. Bild 7 zeigt die Prinzipschaltung eines Transistor-Gittersteuersatzes [5], der drei

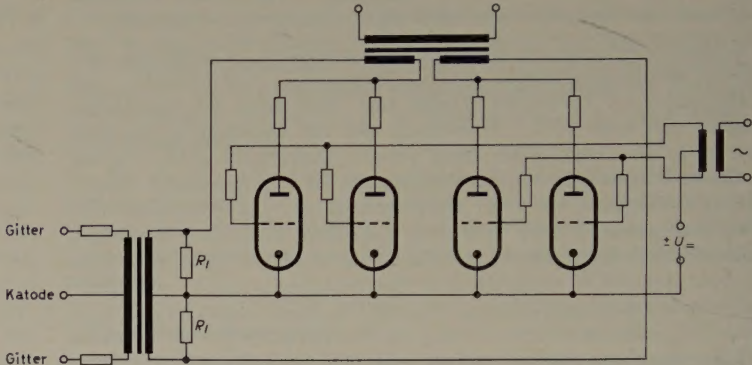


Bild 6. Schaltung eines Thyatron-Gittersteuersatzes

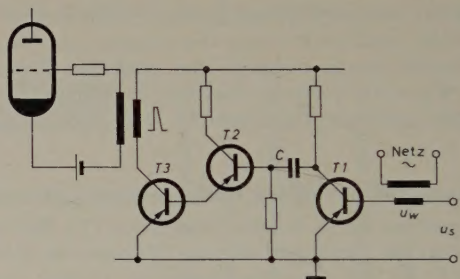


Bild 7. Schaltung eines Transistor-Gittersteuersatzes

Schalttransistoren vom *pnp*-Typ enthält. Der Transistor *T1* wird von der Summe der Spannungen  $u_w$  und  $u_s$  angesteuert.  $u_w$  ist eine der Anodenspannung fest zugeordnete Wechselspannung,  $u_s$  die Steuer-spannung, die die Lage der Zündimpulse bestimmt. Im negativen Bereich der resultierenden Spannung wird der Kondensator *C* auf-, im positiven Bereich wird er entladen. Der Ladestrom steuert die Transistoren *T2* und *T3* aus. Der dabei durch die Primärwicklung des Gitterübertragers fließende Stromimpuls liefert auf der Sekundär-seite einen entsprechend hochtransformierten Zündimpuls auf das Gitter des Stromrichters. Für einen genügend großen Aussteuerbereich müssen auch hierbei die Eingangsspannungen in Rechteck- oder Sägezahnspannungen umgeformt werden. Die Hauptvorteile der Transistor-Gittersteuersätze sind geringer Steuerleistungs- und Platzbedarf. Die im praktischen Betrieb eingesetzten Transistor-Steuer-sätze arbeiten einwandfrei [5].

### Schrifttum

- [1] Dornheim, H.: Methoden der Gittersteuerung von Thyatronröhren. Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 7, S. 233–236
- [2] Hölters, F.: Stromrichterspeisung motorischer Antriebe. AEG-Mitt. Bd. 41 (1951) Nr. 9/10, S. 233
- [3] Besthorn, W.: Der Rapid-Gittersteuersatz, eine entscheidende Verbesserung im Regelkreis. BBC-Nachr. Bd. 36 (1954) Nr. 3, S. 88–92
- [4] Dornheim, H.: Eigenschaften und Bemessung elektronischer Schaltelemente im Hinblick auf Lebensdauer und Betriebssicherheit. Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 2, S. 49–52
- [5] Meissen, W.: Steuerung von Quecksilberdampf-Stromrichtern mit Transistor-Gittersteuersätzen. VDE-Fachber. Bd. 20 (1958)
- [6] Förster, J.: Gittersteuerung für Entladungsstromrichter. AEG-Mitt. Bd. 48 (1958) Nr. 11/12, S. 608–613

(eingegangen am 5. November 1959)



# Grundlagen einer elektronischen Farbfernseh-Meßtechnik

DK 621.397.9:621.317

Auf fast allen Gebieten der Technik hat sich eine eigene Meßtechnik entwickelt. Beispiele hierfür sind im Bereich der Physik die Kernmeßtechnik und in der modernen Fernsehtechnik die elektronische Farbfernseh-Meßtechnik. Neben das Meßprogramm des Schwarzweiß-Fernsehens, das zum Beispiel die Messungen von Flankensteilheiten, Linearitäts- und Frequenzabhängigkeiten bei Fernseh-Vierpolen und viele weitere Aufgaben umfaßt, stellt die Farbfernseh-Entwicklung neue Probleme, über die in Form einer kurzen Übersicht berichtet wird. Dazu gehören Farbstreifengeneratoren, die in einer sowjetischen und in einer deutschen Variante dem Prinzip nach erläutert werden, ferner das Vektorskop, Gitter- und Punktgeneratoren, Phasenmeßgeräte für die Farbträgerfrequenz und Geräte zur statistischen Bildanalyse. Ihre grundsätzliche Arbeitsweise wird an Hand von Blockschaltbildern erklärt, ohne jedoch auf Einzelheiten sämtlicher Schaltungsstufen einzugehen.

## 1. Meßtechnische Probleme im Farbfernsehen

Zu den Besonderheiten des NTSC-Farbfernseh-Verfahrens, das zur Zeit als das aussichtsreichste gilt, gehört die Frequenzschachtelung, die eine Farbträgerfrequenz im Videokanal der Schwarzweiß-Übertragung benutzt und gleichzeitig bestimmte Voraussetzungen in bezug auf das Frequenzverhältnis zwischen Bildträger und Farbträger erfüllt. Daß sich dabei die resultierende Chrominanzspannung als Vektor in einem Diagramm der elektronischen Kolorimetrie darstellen läßt, deutet an, daß hier offenbar Ansätze für eine neue, spezielle Farbfernseh-Meßtechnik bestehen.

Leider sind besonders in einem nach dem amerikanischen NTSC-Vorbild aufgebauten europäischen 625-Zeilen-Farbfernsehsystem der Gerbernorm die zur Verfügung stehenden Bandbreiten für das obere Seitenband der *I*- und *Q*-Signale nur gering. Die Einschwingverhältnisse in den beiden Chrominanzkanälen sind infolgedessen problematisch. Aus verschiedenen Veröffentlichungen [1, 2, 3, 4] ist zu ersehen, daß charakteristische Ortskurven im Farbvalenzdiagramm (*x-y*-Diagramm) beim Übergang zwischen zwei gesättigten Farben und zwischen gesättigten und monochromen Tönen entstehen.

Man arbeitet heute in der Farbfernseh-Wiedergabe fast ausschließlich mit Dreistrahl-Maskenröhren, deren statische und dynamische Konvergenzprobleme keinesfalls einfach sind und darum der Messung bedürfen. An vielen Stellen treten in der Farbfernsehkette im Bereich der Videofrequenz die Phasen- und die Gruppenlaufzeit bedeutsam in Erscheinung. Auch der Vergleich verschiedener Farbmodulations- und -demodulationssysteme bedarf meßtechnischer Festlegungen. Die Aufzählung (ohne Anspruch auf Vollständigkeit) dieser Probleme deutet bereits an, daß verhältnismäßig viel Entwicklungsarbeit in bezug auf spezielle Meßgeräte für die Farbfernseh-technik zu leisten war und auch noch ist. In einer kurzen Übersicht soll daher gezeigt werden, welche Lösungen man bis heute für einzelne spezielle Aufgabenstellungen auf diesem Gebiet fand.

## 2. Arbeitsprinzipien einiger spezieller elektronischer Geräte

### 2.1 Farbbalkengeneratoren

Zur Einstellung der Codierungs- und Decodierungsanordnung eines modifizierten 625-Zeilen-NTSC-Kanals verwendet man heute bereits meist Farbbalkengeneratoren. Sie arbeiten im allgemeinen videofrequent und bedienen sich gewisser Impulsreihen, aus denen Farbbalkenmuster elektronisch zusammengesetzt werden. Die Farbbalkengeneratoren verschiedener Entwicklungsstellen unterscheiden sich hauptsächlich durch die Anzahl der senkrechten Farbstreifen, die man mit ihnen auf Farbbildröhren schreiben kann. Aber auch die an den Übergängen zwischen den einzelnen Farbbalken entstehenden Ränder deuten an, wie sich die Einschwingvorgänge auf das betreffende Gerät selbst auswirken. Die Hauptaufgabe jedes Farbbalkengenerators ist die Erzeugung von Farbstreifen größter Farbsättigung, also der drei Primärfarben und ihrer Komplementärfarben. Der Hauptvorteil solcher Farbsignale ist ihre Rauscharmut; sie steuern nur ein Elektronenstrahlssystem bei den Primärfarben aus und nur zwei Systeme bei den Komplementärfarben. Außerdem gestatten sie die stärksten Chrominanz- und Helligkeitssignale zu erzeugen, die mit diesem System übertragbar sind.

Zunächst seien Aufbau und Wirkungsweise eines sowjetischen Farbbalkengenerators erläutert [5]. Das wissenschaftliche Forschungsinstitut für Fernseh-technik in Moskau innerhalb des Ministeriums für Nachrichtentechnik der UdSSR entwickelte 1958 einen solchen Generator. Die sowjetischen Ingenieure hielten es aus Gründen der einfacheren Abstimmung von Codierung und Decodierung zunächst für zweckmäßig, die Aufeinanderfolge der Farbstreifen so festzulegen, daß sie einem Gesetz der fallenden Helligkeit entsprachen. Man wählte die Reihenfolge Weiß, Gelb, Blaugrün, Grün, Purpur, Rot, Blau und Schwarz (Bild 1).

Dem Prinzip nach besteht ein Farbbalkengenerator wegen der notwendigen starren Phasenlage der Streifen relativ zur Zeilenfrequenz aus einer elektronischen Gatteranordnung. Es werden Impulse von der Form

$$u_1(t) = \frac{4 u_{\max}}{\pi} \cdot \left( \sin \omega_H t + \frac{\sin 3 \omega_H t}{3} + \frac{\sin 5 \omega_H t}{5} + \dots \right) \quad (1)$$

$$u_2(t) = \frac{4 u_{\max}}{\pi} \cdot \left( \sin 2 \omega_H t + \frac{\sin 6 \omega_H t}{3} + \frac{\sin 10 \omega_H t}{5} + \dots \right) \quad (2)$$

$$u_3(t) = \frac{4 u_{\max}}{\pi} \cdot \left( \sin 4 \omega_H t + \frac{\sin 12 \omega_H t}{3} + \frac{\sin 20 \omega_H t}{5} + \dots \right) \quad (3)$$

in einer Torschaltung zusammengefügt und die Impulsreihen  $u_1$ ,  $u_2$  und  $u_3$  aus der Zeilenfrequenz  $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$  in Multivibratoren erzeugt.

Diese Anordnung stellte sich jedoch wegen der an den Übergangsstellen auftretenden Einschwingvorgänge bald als nachteilig heraus,

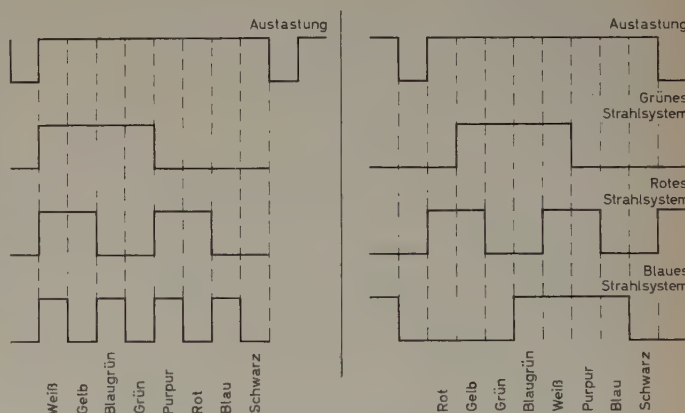


Bild 1 (links). Impulsformung nach dem Prinzip der fallenden Helligkeit beim Farbbalkengenerator sowjetischer Herkunft. Bild 2 (rechts). Impulsformung für eine Farbbalkengeneratorschaltung ohne Einschwingkanten

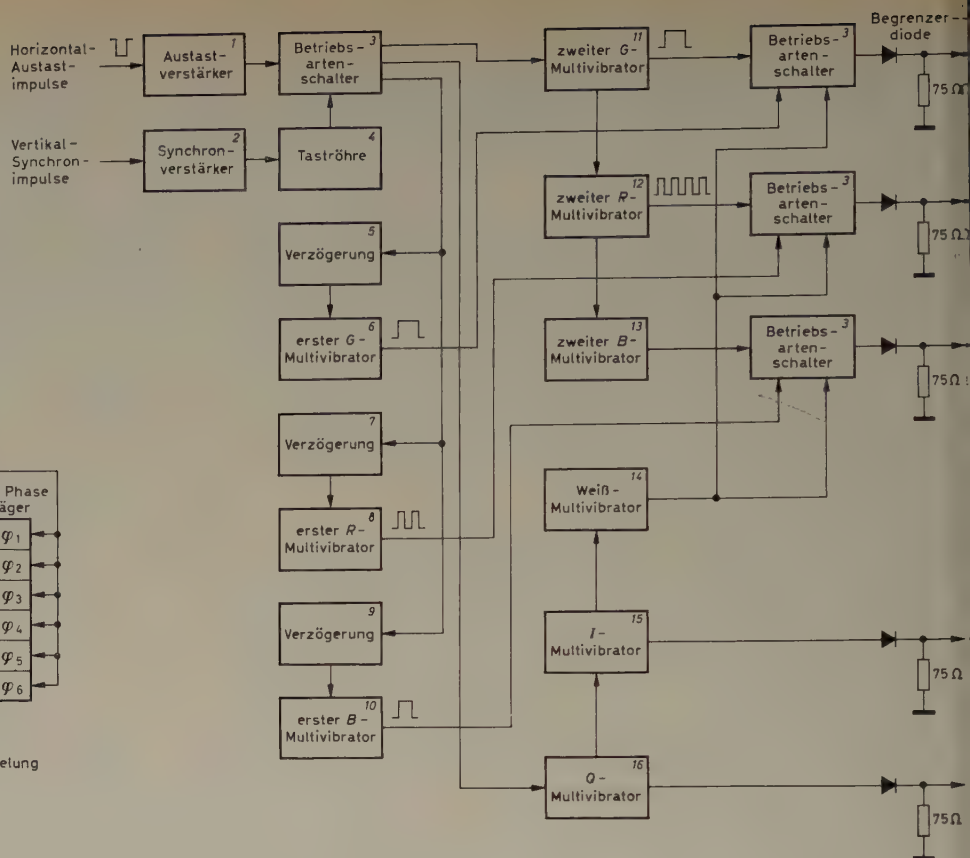
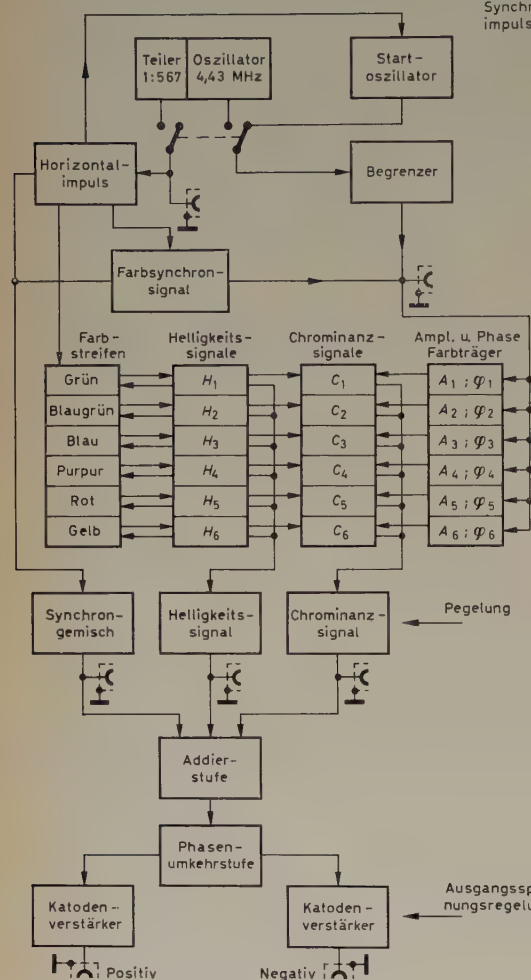
und man änderte die Farbstreifen-Reihenfolge in Rot, Gelb, Grün, Blaugrün, Weiß, Purpur, Blau und Schwarz (Bild 2). Diese Reihenfolge entspricht bis zum Weiß einer kontinuierlichen Phasenänderung des resultierenden Chrominanzvektors.

Bild 3 zeigt das Blockbild des Geräts. Auf den Eingang des Austastverstärkers 1 werden die Horizontal-Austastimpulse gegeben, auf den Eingang des Synchronverstärkers 2 die Vertikal-Synchronimpulse. Beide Impulse haben entgegengesetzte Vorzeichen und 1 V Spannung. Die Horizontal-Austastimpulse werden derart verstärkt und differenziert, daß ihre Rückflanken Impulse mit Zeilenfrequenz zum Anstoß der nachfolgenden Schaltungsstufen je nach Stellung des Betriebsartenschalters 3 bilden. Die Taströhre 4 wird von der Vorderfront des Vertikal-Synchronimpulses geöffnet und erzeugt symmetrisch rechteckige Impulse mit der Frequenz 50 Hz zur Teilung des Rasters in zwei übereinanderliegende Felder, die ihrerseits in der oberen Hälfte



Bild 3.  
Blockbild des sowjetischen Farbbalkengenerators

Bild 4.  
Blockbild eines Telefunken-Farbbalkengenerators



die Farbstreifen und in der unteren die Chrominanzsignale  $I$  und  $Q$  sowie einen schwarzen und einen weißen Streifen enthalten. Eine große Anzahl von Multivibratoren (5...16) wird von differenzierten Horizontal-Austastimpulsen angestoßen, die demnach mit Horizontalfrequenz am Ausgang des Verstärkers 1 auftreten, und erzeugt Rechteckimpulse, die über Begrenzdioden auf die Ausgänge gelangen. Diese Dioden haben nur den Zweck, die Amplitude der Impulse zu begrenzen. In Abhängigkeit von der Stellung des Betriebsartenschalters liefert das sowjetische Farbstreifengerät wahlweise die genannten Farbstreifen, ferner ein  $I$ -, ein  $Q$ - und ein Weiß-Signal sowie das erwähnte doppelte Streifenfeld.

Interessant ist in diesem Zusammenhang die Arbeitsweise eines Telefunken-Farbbalkengenerators [6], der schaltungsmäßig im Bild 4 skizziert ist. Vom Horizontal-Synchronimpuls wird durch Differentiation ein Impuls abgeleitet, der eine Kette von monostabilen Multivibratoren, also sogenannten Univibratoren, anstößt. Die erzeugten Impulse erhalten die Länge der Farbbalken, von denen das Telefunken-Gerät jedoch nur 6 in der Reihenfolge eines wachsenden Phasenwinkels erzeugt, nämlich Grün, Blaugrün, Blau, Purpur, Rot und Gelb. Jedem Farbbalken entspricht eine elektronische Stufe, die einen Univibrator enthält. Die Impulse, die in diesen Univibratoren erzeugt werden, stoßen wiederum mit ihrer Rückflanke jeweils die folgende Stufe an. Da alle Stufen gleichwertig sind, läßt sich mit diesem Arbeitsprinzip im Gegensatz zur sowjetischen Schaltung die Reihenfolge sowohl der Stufen als auch der Farbbalken frei wählen. Für die praktische Arbeit hat das insofern eine gewisse Bedeutung, weil man bei Untersuchungen der Farbfernsehkette gern verschiedene Aufeinanderfolgen der Farbbalken einstellen möchte. Da in dem Telefunken-Gerät eine Zuordnung der Farbrägerschwingung zu jeder Stufe be-

steht, hat diese Schwingung eine bestimmte Amplitude und Phase. Die erforderlichen Phasenverschiebungen erhält man mit Laufzeitkabeln bestimmter Länge. Das sichert eine gute Phasenkonstanz der Farbrägerschwingungen. Das Hinzufügen der Farbrägerschwingung kann in verschiedener Weise erfolgen. Bolle [7] hat seinerzeit ein einfaches Verfahren zum Einblenden eines Farbhilfsträgers variabler Frequenz in ein Schwarzweiß-Bild veröffentlicht. Ein solcher Startoszillator liefert zum Synchronimpuls phasenstarre hochfrequente Schwingungen, die als Farbräger verwendbar sind. Das Telefunken-Gerät hat außerdem einen eigenen quartzesteuerten Oszillator für die Farbrägerfrequenz, und ein Frequenzteiler liefert außerdem die Impulse zur Synchronisierung der Horizontalablenkung. Man benutzt Begrenzerverstärker für die gewählte Farbrägerfrequenz von 4,43 MHz, die den Zweck haben, den Pegel des Chrominanzsignals unabhängig von der Amplitude der zugeführten Farbrägerschwingung zu machen.

## 2.2 Vektorskop

Der Vektor des Farbrägers, der mit seinem Betrag die Farbsättigung und mit seiner Phasenlage den Farbton im Diagramm der elektronischen Kolorimetrie bestimmt, ist, meistechnisch gesehen, für die richtige Einstellung der Farbfernsehkette von großem Interesse. Besonders wichtig ist daher ein Meßgerät, das die vektorielle Darstellung des Farbrägers in Polarkoordinaten auf dem Schirm einer Oszillografenröhre gestattet. Man bezeichnet ein solches Gerät allgemein als Vektorskop. Im Schrifttum sind verschiedene Vektorskop-schaltungen und ihre Arbeitsweise behandelt worden [8, 9, 10, 11, 12, 13, 14]. Die Verwendung von Vektorskopen zur Darstellung des sowohl in der Amplitude als auch der in der Phase modulierten Farbrägers bezieht sich allerdings speziell auf das NTSC-Farbfernsehsystem. Die Funktion eines solchen Geräts läßt sich etwa mit der eines Bildkontrollgeräts im Schwarzweiß-Fernsehen vergleichen. Auch das Vektorskop gibt in bezug auf die Darstellung eines beliebigen Chrominanzgemisches eines normalen Farbfernsehbildes wenig Information. Man benutzt vielmehr ein solches Meßgerät fast ausschließlich zusammen mit einem Farbbalkengenerator, wie er im Abschnitt 2.1 beschrieben wurde.

Grundsätzlich wird eine Katodenstrahlröhre mit elektrostatischer Ablenkung durch zwei zueinander orthogonale Plattenpaare verwendet, so daß der resultierende Farbrägervektor aus zwei Kom-



ponenten besteht. Es kann als bekannt vorausgesetzt werden, daß das vollständige Farbfernsehsignal aus zwei Chrominanzkomponenten und einer Helligkeitskomponente zusammengesetzt ist. Da das Vektorskop lediglich den Chrominanzkanal kontrollieren soll, wird die Helligkeitskomponente unterdrückt.

Mit besonderen Schwierigkeiten verbunden sind bei einem solchen Vektorskop die gute Spannungsstabilisierung und Brummfreiheit des Netzgeräts, vor allem aber die Beseitigung jeglicher Übersprecherscheinungen zwischen den Synchrondetektoren. Der Farbträgerverstärker, die Chrominanzverstärker und der frei schwingende Oszillator müssen außerdem sehr gut voneinander abgeschirmt sein. Im Bild 5 ist ein Vektorskop der Firma *Marconi's Wireless Telegraph Company Ltd.* als Blockbild wiedergegeben, das sich von den bisher beschriebenen Geräten vor allem dadurch unterscheidet, daß es in drei Teile aufgeteilt werden kann, und zwar in

- 1) den Chrominanzkanal, der die Bandpaßverstärker, Demodulatoren und Ablenkverstärker enthält,
- 2) den Farbträgergenerator, bestehend aus dem Verstärker für das Farbsynchronsignal, dem vom Farbsynchronsignal gesteuerten Oszillator und dem Farbträgerverstärker, und
- 3) die Synchronkreise, die die Abtrennstufe für die Synchronsignale, den Klemmimpulsgenerator und den Austastgenerator für das Farbsynchronsignal enthalten.

Man erkennt im Bild 5 diese drei Teile und sieht, daß das vollständige Farbbildsignalgemisch drei verschiedenen Verstärkern zugeführt wird. Das normale Synchronsignal gelangt über eine Abtrennstufe zu dem erwähnten Austastimpulsgenerator für das Farbsynchronsignal und gleichzeitig zu einer Phasenteilerschaltung. Zwei Ausgänge entgegengesetzter Phase werden für Klemmzwecke benutzt. Der Austastimpulsgenerator ist ein monostabiler Multivibrator, der von den ab-

getrennten Synchronimpulsen synchronisiert wird und jedem Horizontal-Synchronimpuls einen negativen Impuls unmittelbar folgen läßt. Diese negativen Impulse werden zur Austastung des Farbsynchronsignals verwendet, wobei die Länge der Austastimpulse so gewählt wird, daß der vollständige Schwingungszug zur Wirkung kommt.

Im zweiten Teil des Vektorskops von *Marconi* wird das Farbsynchronsignal zunächst verstärkt, dann ausgetastet und schließlich über den normalen Pegel hinaus mittels eines positiven Austastimpulses angehoben. Dieses Signal gelangt in eine Pentoden-Verstärkerstufe, deren Katode auf einem solchen Potential gehalten wird, daß die Röhre nur während der Dauer des Farbsynchronsignals geöffnet ist. Ein Ausgangstransformator mit einer Mittelanzapfung im Anodenkreis dieses Verstärkers ergibt einen symmetrischen Spannungsausgang des Farbsynchronsignals relativ zum darauffolgenden Phasendetektor. Dieser Phasendetektor steuert mit seinem Ausgang eine Blindröhre, die ihrerseits einen Farbträgeroszillator in der Phase korrigiert, wie er in Farbfernsehempfängern üblich ist. Die Aufgabe des Phasendetektors besteht durchaus analog zu der Empfänger-schaltung beim NTSC-System darin, Phasenabweichungen des eingebauten Oszillators gegenüber dem Farbsynchronsignal zu ermitteln und mit Hilfe der Blindröhrenschaltung auszugleichen. So folgt auf den Oszillator ein Farbträgerverstärker, der die beiden Synchron-demodulatoren im Chrominanzteil ansteuert. Allerdings verwendet man zwischen dem Farbträgerverstärker und dem Phasendetektor einen Farbträger-Pufferverstärker, der hauptsächlich die Aufgabe hat, eine Modulation der Bezugssignale durch das Farbsynchronsignal zu vermeiden. Der wesentliche Vorteil dieser Anordnung liegt darin, daß infolge des Pufferverstärkers die Demodulatorausgänge keiner Störmodulation unterliegen und infolgedessen der das Farbsynchronsignal wiedergebende Vektor seine korrekte Lage beibehält.

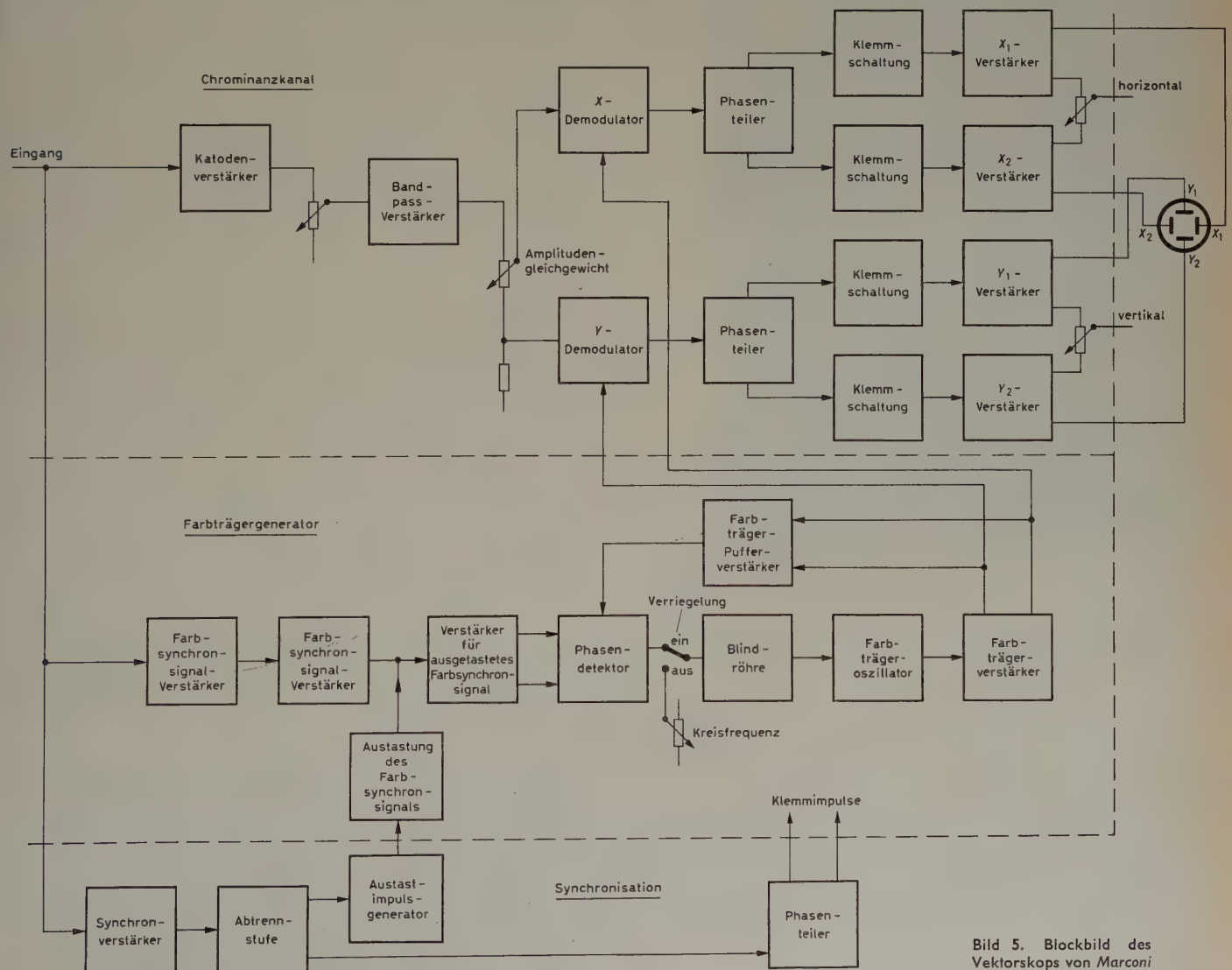


Bild 5. Blockbild des Vektorskops von Marconi



Diese besondere Schwierigkeit der Entkopplung tritt im Farbfernsehempfänger nicht auf, weil dort das Farbsynchronsignal selbst nicht wiedergegeben wird.

Der Chrominanzkanal enthält vor den beiden Demodulatoren Verstärker. Diese Verstärker haben eine Bandbreite von etwa 2 MHz symmetrisch zur Farbträgerfrequenz 4,43 MHz in der CCIR-Gerber-NTSC-Variante. In der englischen Ausführung ist die Bandbreite 1,3 MHz symmetrisch zu 2,66 MHz, der Farbträgerfrequenz der 405-Zeilen-Modifikation des NTSC-Systems.

Da das Vektorskop im Gegensatz zu Farbfernsehempfängern nicht zur Wiedergabe feiner Farbdetails dient, ist es unwichtig, ob die Achsen  $R-Y$ ,  $B-Y$  oder  $I$  oder  $Q$  zur Demodulation dienen. Am einfachsten ist die erste Variante, die dadurch realisierbar ist, daß man die Bezugssignale direkt als phasengleich und phasenentgegengesetzt zum Farbsynchronsignal zur vektoriellen Darstellung verwendet.

Zwei Gegentakt-Ablenkverstärker führen zu einer Phasenteilung. Jede Stufe enthält eine Doppeltriode, deren beide Teile in Serie liegen, wobei die Steuerung der zweiten Hälfte aus der Verbindung zweier in Serie geschalteter Widerstände abgeleitet wird, die in üblicher Weise zwischen den Anoden liegen. So erhält man symmetrische Ausgänge, die im wesentlichen unabhängig von Röhrenalterungserscheinungen sind. Die beiden Paare der Ausgänge mit entgegengesetzter Polarität stehen an den Anoden dieser Stufen zur Verfügung.

Die Signale werden dann geklemmt, um sicherzustellen, daß alle Vektoren von der Kreismitte ausgehen. Entsprechende Verstärker führen zu einem Ausgang von 250...300 V. Die Abweichungen von der

Die Anzahl der vertikalen Streifen liegt zwischen 12 und 40, die der horizontalen Streifen zwischen 9 und 32. Entsprechendes gilt für das erzeugte Punktraster.

Bild 7 zeigt die Blockschaltung eines solchen Streifen- und Punktgenerators. Über den Begrenzerverstärker 1, der die Horizontal-Synchronimpulse differenziert, wird der Multivibrator 2 synchronisiert, der vertikale Streifen erzeugt. Die Verstärkerstufe 3 verstärkt diese Signale, und in der Mischstufe 4 werden sie mit entsprechenden horizontalen Streifensignalen gemischt. Die Streifensignale stammen aus dem Multivibrator 8, der über den Eingangs-Verstärker 7 synchronisiert wird, der wiederum die Vertikal-Synchronsignale differenziert und begrenzt. Diese Stufe arbeitet auf der Frequenz 50 Hz, die Stufe 1 auf der Frequenz 15625 Hz. Nach der Mischung gelangen die Signale in die Begrenzerstufe 5, werden in der Stufe 6 weiter verstärkt und gelangen zusammen mit den Austastsignalen, die von dem Austastverstärker 11 über die Mischstufe 12 kommen, in den Begrenzer 13. Die beiden Ausgangsstufen 14 und 15 liefern die benötigten positiven oder negativen Signale.

## 2.4 Linearitätsmeßanordnungen

Die Linearitätsprüfung von Farbfernsehkanälen erfolgt im allgemeinen mittels eines speziellen Treppengenerators, dem Sinusschwingerungen von beispielsweise 1 MHz oder 4,43 MHz überlagert sind. Eine solche Anordnung ist aus der Schwarzweiß-Technik bekannt und wird für Farbfernsehzwecke benutzt, um die Linearität der Kette auf der Farbträgerfrequenz zu prüfen. Zusammen mit einem Phasemesser für die Farbträgerfrequenz gestattet das Linearitätsmeßgerät, die differentielle Phase des Farbträgers im Farbfernsehkanal zu ermitteln.



Bild 6.  
Vektorskop von Marconi

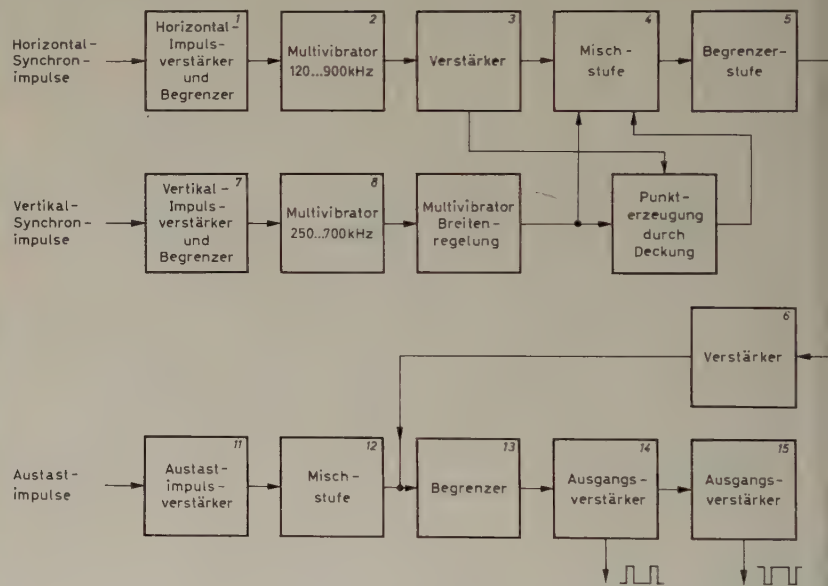


Bild 7. Blockbild eines Streifen- und Punktgenerators zur Prüfung der Farbbildwiedergabe auf Farbbildröhren in Farbfernsehempfängern und Farbbildkontrollgeräten

Linearität zwischen den Demodulatoren und den Oszillografen-Ablenkplatten sind kleiner als ein Prozent.

Mit diesem Vektorskop, das im Bild 6 zu sehen ist, lassen sich Meßgenauigkeiten von  $\pm 1\%$  in der Phase und  $\pm 2\%$  in der Amplitude erreichen.

## 2.3 Gitter- und Punktgeneratoren zur Prüfung von Farbbildröhren

Die Farbfernsehtechnik hat ein speziell zur Ermittlung der Wiedergabefehler von Farbbildröhren und Farbbildkontrollgeräten geeignetes Gerät hervorgebracht, das die statische und die dynamische Konvergenz bei Dreistrahl-Maskenröhren zu prüfen gestattet. Aber auch Fehleinstellungen des Blaulagemagnets sind mit ihm relativ leicht zu ermitteln und zu korrigieren. Ein solches Gerät liefert ein Gittermuster aus horizontalen und vertikalen Streifen oder aus entsprechenden Punktmustern.

Das Treppensignal wird entsprechend der Blockschaltung im Bild 8 in einem Blocking-Generator 15 erzeugt, der in Frequenzvervielfacherschaltung arbeitet, und in der Stufe 16 besonders linearisiert. Stufe 17 ist die dazugehörige Linearisierungsanordnung, deren Wirkungsweise hier nicht näher beschrieben sei. Die Stufen 18 und 19 sind Verstärker für das Treppensignal, das in die Mischstufe 20 gelangt.

Als Generator für die dem Treppensignal nach Bild 9 zu überlagernde Sinusspannung dient der Quarzgenerator 1 im Bild 8, der beispielsweise auf 1 MHz oder 4,43 MHz umschaltbar ist. An die Stelle des Quarzgenerators kann auch eine äußere HF-Spannung treten. Das Signal der Sinusspannung gelangt dann in die Brückenschaltung 3, die dazu dient, die Sinusschwingung während der Dauer der Horizontal-Synchronimpulse auszutasten. Zu diesem Zweck werden der Brückenschaltung über die Austaststufe 5 Austastimpulse aus dem Horizontal-Synchronverstärker 9 zugeführt. Das Sinussignal vom



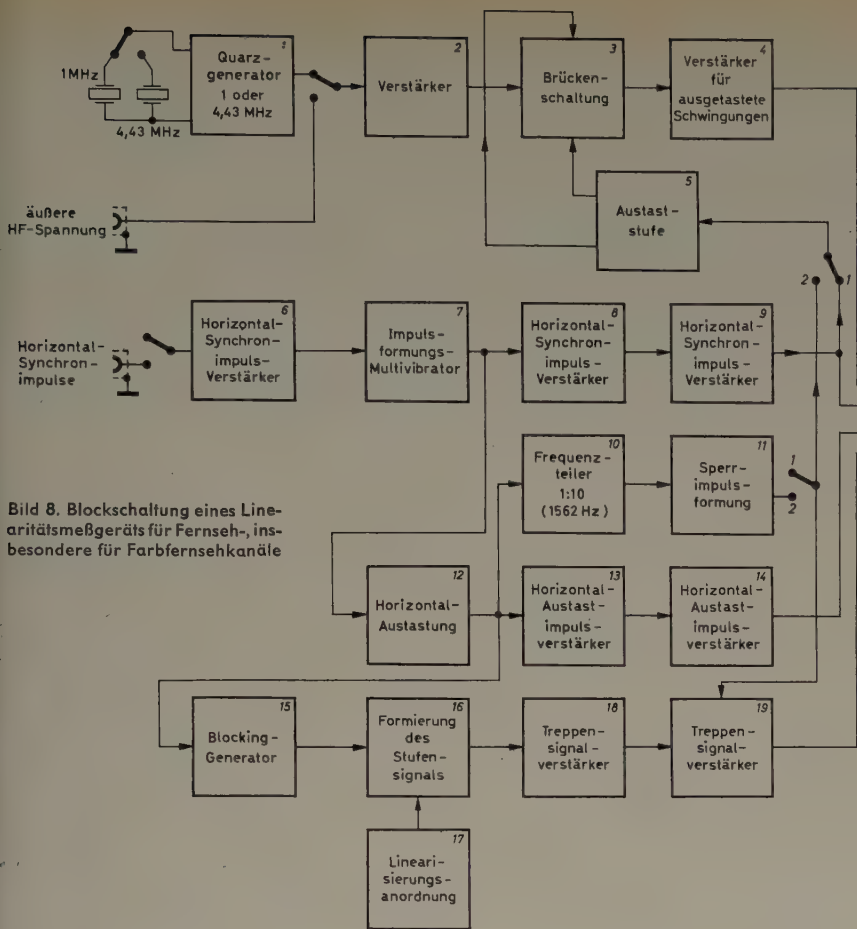


Bild 8. Blockschaltung eines Linearitätsmeßgeräts für Fernseh-, insbesondere für Farbfernsehkkanäle

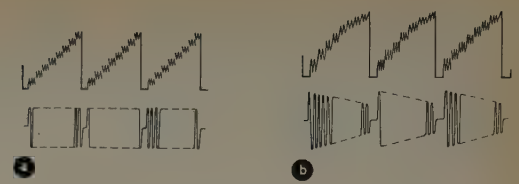


Bild 9. Form des Prüfsignals; a) am Meßgeräte-Ausgang und hinter einem HF-Filter, b) am Ausgang einer Nichtlinearität und hinter einem HF-Filter

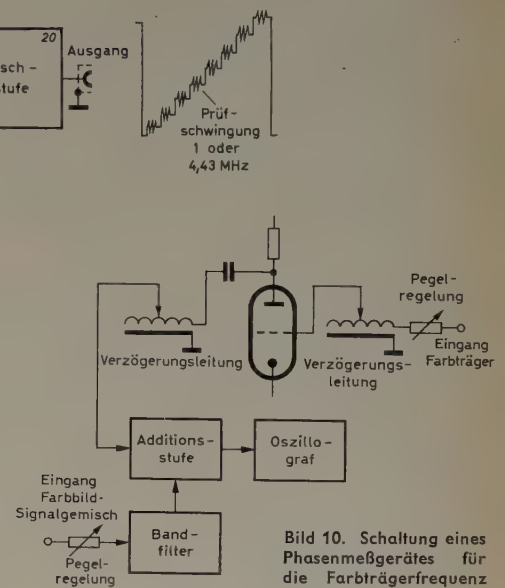


Bild 10. Schaltung eines Phasenmeßgerätes für die Farbträgerfrequenz

Verstärker 4, die Synchronimpulse vom Verstärker 9, die Austastimpulse vom Verstärker 14 und die Treppenspannung vom Verstärker 19 gelangen zusammen zur Mischstufe 20. Die in diesem Zusammenhang nicht genannten weiteren Stufen sind: Horizontal-Synchronverstärker 6, Multivibrator 7, der über die Verstärkerstufen 8 und 9 Rechteckimpulse liefert, die auch zur Bildung der Austastimpulse in den Stufen 12, 13 und 14 dienen.

## 2.5 Phasenmeßgerät für die Farbträgerfrequenz

Die Eigenart des NTSC-Farbfernsehsystems, den Farbtönen durch die Winkellage des Farbträgervektors zu kodieren, führt dazu, auf der Seite der Meßtechnik die Genauigkeit dieser Phasenlage kontrollieren zu müssen. Grundsätzlich bieten solche Messungen bei dem heutigen Stand der HF-Meßtechnik keine Schwierigkeiten, insbesondere läßt sich die für Farbfernseh-Untersuchungszwecke erforderliche Genauigkeit von  $\pm 1^\circ$  ohne weiteres erreichen.

Eine der vielen Meßmethoden besteht darin, das Signal über einen regelbaren Eingangswiderstand (Bild 10) ein steiles Bandfilter zur Ausbiegung der Farbträgerfrequenz durchlaufen zu lassen und es danach einer Additionsstufe zuzuleiten. Diesen Weg geht also das Chrominanzsignal. Auf einen zweiten Eingang wird die unmodulierte Farbträger-Bezugsfrequenz, wie sie zur Erzeugung des Farbsynchronsignals dient, gegeben, gleichfalls über einen Regelwiderstand und eine Röhrenanordnung. Vor der Röhrenanordnung und hinter ihr liegt je eine veränderbare Verzögerungsleitung, die Phasendrehungen bis zu je  $360^\circ$  gestattet. Der Ausgang der anodenseitigen Verzögerungsleitung führt zu der vorgenannten Additionsstufe, die ihrerseits an einen Oszillografen angeschlossen ist.

Mit dieser Meßanordnung läßt sich folgender Meßvorgang realisieren: Auf den Farbcoder, das heißt auf das Gerät zur Erzeugung des Farbbildsignals oder des Farbbildsignalgemisches, werden die Signale vom Farbbalkengenerator gegeben. Eine der Verzögerungsleitungen wird dabei auf die Phasenverschiebung Null eingestellt, während die andere die Phase des Farbträgers so verschiebt, daß sie sich von der Phase des Farbsynchronsignals um  $180^\circ$  unterscheidet. Bei gleicher Amplitudeneinstellung beider Schwingungen löschen sie sich daher

gegenseitig aus. Die Durchführung der Messung für die anderen Phasenwinkel, die den verschiedenen Farbtönen entsprechen, erfolgt durchaus ähnlich, allerdings wird die Phase der Farbträgerfrequenz dabei mit Hilfe der zweiten Verzögerungsleitung eingestellt.

## 2.6 Ermittlung des Verhältnisses der I- und Q-Komponenten als Parameter des Chrominanzsignals in Form einer statistischen Bildanalyse

Die Statistik der Chrominanzsignale im NTSC-Farbfernsehsystem ist hinsichtlich der Planung einer europäischen Farbfernsehnorm von relativ großer Bedeutung. Gekoppelt damit ist allerdings die Frage der Sichtbarkeit verschiedener Farbübergänge in Abhängigkeit von ihrem Leuchtdichte-Verhältnis. Die Durchführung einer derartigen Messung erfolgt mittels einer Substitutionsmethode auf rein optischer Grundlage und ohne Anwendung von Elektronik. Es läßt sich eine äquivalente Bandbreite von Farbübergängen als Funktion des Leuchtdichte-Verhältnisses definieren. Das Ergebnis solcher Messungen ist bekannt und besagt, daß die äquivalente Bandbreite eines Farbübergangs mit dem Leuchtdichte-Verhältnis nach einer nichtlinearen Funktion ansteigt. Die geringste Bandbreite hat ein Übergang von Grün auf Weiß, der bei einem Leuchtdichte-Verhältnis von 1 : 4 einer äquivalenten Bandbreite von etwa 0,4 MHz entspricht, bei etwa gleicher Leuchtdichte jedoch auf 1,3 MHz ansteigt. Den größten Bandbreitenbedarf hat die I-Achse mit Übergängen von Blaugrün auf Orange, die beim Leuchtdichte-Verhältnis 1 : 4 etwa 0,9 MHz Bandbreite benötigen und bei 1 : 1 etwa 1,7 MHz. Die Q-Achse mit Farbübergängen von Purpur auf Grün benötigt bei einem Leuchtdichte-Verhältnis 1 : 4 etwa 0,8 MHz, bei 1 : 1 etwa 1,4 MHz Bandbreite.

Die Auswertung dieser auf besonderen Meßeinrichtungen der physiologischen Optik gewonnenen Daten für die Auslegung von Farbfernsehkkanälen ist abhängig vom Studium der zugehörigen Bildstatistik. Von holländischer Seite [15] wurde eine elektronische Einrichtung beschrieben, mit der es möglich ist, Statistiken erster Ordnung an farbigen Diapositiven während ihrer Übertragung über Farbfernsehkkanäle aufzunehmen. Es sind dabei also keine grundsätzlich im farbigen Bild natürlich vorhandenen Korrelationen berücksichtigt worden.



Man geht davon aus, daß sich für die tatsächlich wiedergegebene Helligkeit bei einem Gammawert von 2 der Ausdruck

$$\lambda = Y'^2 + 0,46 I'^2 + 0,15 I'Q' + 0,67 Q'^2 \quad (4)$$

ermitteln läßt. Der Anteil des  $Q$ -Signals ist an der Helligkeit offenbar 50% größer als der des  $I$ -Signals. Es bestehen also wegen der Bandbreitebegrenzungen im Chrominanzkanal bestimmte Wirkungen auf das Helligkeitssignal, speziell infolge der Gammakorrektur. Hierüber sind Veröffentlichungen bekannt. Untersuchungen von Streifenmustern in statistischer Hinsicht im Vergleich zu realen Bildern zeigten, daß entsprechend Gl. (4) die Bedeutung des  $Q$ -Signals für Verfälschungen der Helligkeit tatsächlich größer war als die des  $I$ -Signals. Es lag aber die Vermutung nahe, daß in wirklichen Bildern die Einschwingvorgänge im  $I$ -Kanal wegen der größeren Häufigkeit des Auftretens der von ihm übertragenen Farbtöne größere Bedeutung für die Verfälschungen der Helligkeitswiedergabe haben müßten. So wurde von holländischer Seite eine Einrichtung entwickelt, die den Mittelwert des Absolutbetrages des gammakorrigierten  $I$ - oder  $Q$ -Signals ohne die zugehörige Gleichstromkomponente zu messen erlaubt. Mathematisch ausgedrückt, wurde der Wert

$$P_I/P_Q = \frac{|\overline{I' - I'}|}{|\overline{Q' - Q'}|} \quad (5)$$

ermittelt. Die Versuche ergaben klar, daß der Informationsgehalt des  $I$ -Signals für die wirklichen Bilder wesentlich größer als der des  $Q$ -Signals ist. Damit sind die beobachteten Wirkungen der Einschwingvorgänge des  $I$ -Kanals auf die Helligkeit bestätigt und nochmals Gründe gegeben, für  $I$  und  $Q$  verschiedene Bandbreiten zu wählen.

Während der Austastlücke ist die Farbträgeramplitude, abgesehen von der Periode des Farbsynchronsignals, stets Null. Die statistischen Eigenschaften des Farbsynchronsignals sind wegen der stets vorhandenen gleichen Amplitude uninteressant. Man kann nun die Amplitude des Farbträgers als ein Signal  $A$  auffassen, das in Abhängigkeit von der Zeit sich etwa als normales Videosignal darstellen läßt. Interessant ist an diesem Signal die Verteilung der Augenblickspegel, das heißt der Mittelwert von  $A$ .

Die Meßtechnik führt zunächst zur Erzeugung eines  $A$ -Signals aus dem zur Verfügung stehenden Chrominanzsignal. Das kann durch Gleichrichtung des Chrominanzsignals  $I' \cos \omega t + Q' \cdot \sin \omega t$  mit einem Amplitudendetektor erfolgen. Das Chrominanzsignal gehört zum Typ einer modulierten Schwingung mit unterdrücktem Träger. Da der Gleichrichtungsvorgang bei einem Träger in der Größenordnung von 4 MHz bei Modulationsfrequenzen von 1...2 MHz ein schwieriges Problem ist, findet in der Meßanordnung Überlagerung mit einer 10-Megahertz-Schwingung statt. Im Bild 11 ist das Blockbild einer solchen Meßanordnung für die Mittelwerte der Farbträgeramplituden in Abhängigkeit von der Zeit skizziert.

Hinter dem Amplitudendetektor ist das Signal  $A$  vorhanden und wird einmal einer besonderen Schaltung zur Ermittlung der Mittelwerte zugeleitet und andererseits über einen Videoverstärker einer weiteren Meßanordnung zur Ermittlung der relativen Häufigkeit des momentanen Amplitudenpegels. Der Grund für diesen zweiten Weg der Meßschaltung liegt darin, daß außer der Ermittlung des Mittelwertes der Farbträgeramplitude auch die Kenntnis der Zeitabschnitte von Bedeutung ist, in denen das Signal  $A$  bestimmte Pegelgrößen überschreitet. Hierfür wurde eine einfache katodengekoppelte bistabile Multivibratorschaltung, ein sogenannter „Schmitt-Trigger“ verwendet. Die Schmitt-Trigger-Schaltung ruft Kippvorgänge in Abhängigkeit von dem Erreichen bestimmter Spannungswerte am Steuergitter der ersten Triode hervor und ist somit für Zählzwecke besonders geeignet.

Die Meßschaltung zur Erfassung des Mittelwertes der Farbträgerschwingung besteht grundsätzlich aus einem Katodenverstärker, der ein Gleichspannungsinstrument speist, das die Spannung an der Katode des Katodenverstärkers mit einer aus dem Netzgerät erhaltenen Spannung vergleicht. Während der Austastzeit fließt kein

Strom durch das Anzeigegerät. Sobald ein Signal auftritt, ist der Strom im Anzeigegerät proportional dem Anwachsen der Katodenspannung, so daß die Anzeige proportional dem Mittelwert des Katodensignals, verglichen mit der Katodenspannung während der Austastzeit, ist. Die Klemmspannung wird mit einem besonderen Potentiometer eingeregelt, um eine einfache Nulleinstellung zu ermöglichen. Sie wird in der üblichen Weise mit Dioden erzeugt.

Die Schmitt-Trigger-Schaltung wird zweckmäßigerweise so ausgeführt, daß sich etwa 20 Pegel für die Amplitudenwerte des  $A$ -Signals einstellen lassen. Eine solche Einteilung ist ausreichend, um einen Überblick über die Bildstatistik zu gewinnen.

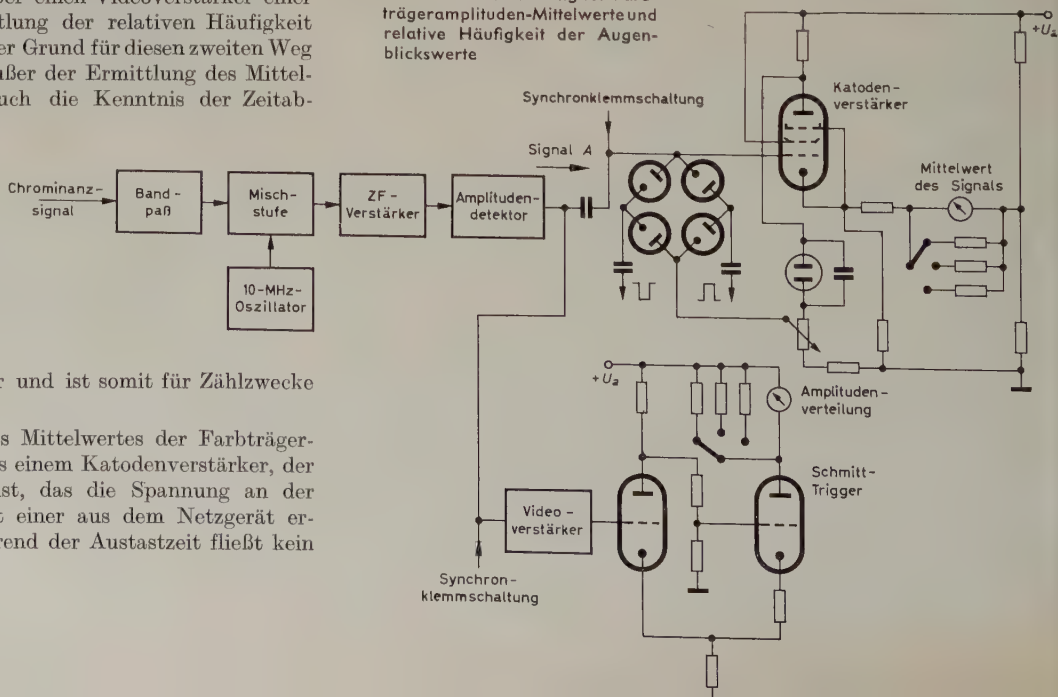
Diese Kurzbeschreibung einiger Meßgeräte der elektronischen Farbfernseh-Meßtechnik zeigt trotz ihrer Unvollständigkeit, daß zusätzlich zu den aus der Schwarzweiß-Fernsehtechnik bekannten Meßgeräten noch eine Anzahl spezieller Geräte-Entwicklungen notwendig war, um das Problem der Signalbildung und Signalübertragung beim Farbfernsehen hinreichend studieren zu können.

## Schrifttum

- [1] Neidhardt, P.: Vergleich des Einschwingverhaltens von Elektronen und Bildröhre im Farbfernsehen. *Elektron. Rdsch.* Bd. 13 (1959) Nr. 11, S. 399–403
- [2] Neidhardt, P.: Die praktische Auswirkung einer Frequenzbandbegrenzung auf Farbbildschilde. *Nachr.-Techn.* Bd. 9 (1959) Nr. 7, S. 318–323
- [3] Baugh, C. W., u. Sweeney, H. E.: Transient response versus chrominance bandwidth of simultaneous colour television receivers. *IRE Convention Rec. Teil 3* (1956) März, S. 77–83
- [4] Bruch, W.: Verzerrungen beim Farbfernsehen nach dem NTSC-System. Vortrag auf der 6. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft in München am 19. 9. 1958
- [5] Mironow, J., u. Mironow, S.: Farbstreifengenerator für den Farbfernseh-Studiobetrieb. Sonderheft „Farbfernsehen“ des Ministeriums für Nachrichtenwesen der UdSSR, Moskau/Leningrad (1958) S. 107–110
- [6] Bolle, G.: Farbbalkengeber für die NTSC-Norm. *Telefunken-Ztg.* Bd. 32 (1959) Nr. 126, S. 237–243
- [7] Bolle, G.: Ein einfaches Verfahren zum Einblenden eines Farbhilfsträgers variabler Frequenz in ein Schwarzweiß-Bild. *Frequenz* Bd. 12 (1958) Nr. 4, S. 103–108
- [8] Freeman, K. G.: A vectorscope unit. *Electronic Engng.* Bd. 31 (1959) S. 655–658
- [9] Schlesinger, K., u. Nero, L. W.: A phase indicator for colour television. *Electronics* Bd. 25 (1952) Nr. 10, S. 112
- [10] Page, C. E.: A monitoring system for NTSC colour television signals. *IRE Convention Rec. Teil 4* (1953) April, S. 61
- [11] Firestone, W. L., u. Richardson, R. A.: Simplified vectorscope measures phase. *Electronics* Bd. 26 (1953) Nr. 9, S. 180
- [12] Schlesinger, K.: The vectorscope and its application in colour television, F. M. and radio navigation. *Trans. IRE PGBTR-8* (1954) Oktober
- [13] Schlesinger, K.: Phase measurement for colour television and F. M. Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 2, S. 142
- [14] Parker Smith, N. N., u. Matley, C. J.: The vectorscope. *Electronic & Radio Eng.* Bd. 34 (1957) Nr. 6, S. 198
- [15] Davids, J.: NTSC colour-television signals. *Electronic & Radio Eng.* Bd. 36 (1959) Nr. 10, S. 370–376

(eingegangen am 5. April 1960)

Bild 11. Meßanordnung für Farbträgeramplituden-Mittelwerte und relative Häufigkeit der Augenblickswerte





# Lautsprecher mit erhöhtem Präsenzgrad\*)

DK 621.395.623.7

Es wird ein insbesondere für Regieräume der Rundfunkstudios bestimmter Kontrolllautsprecher beschrieben. Der für die Abstrahlung der hohen Frequenzen oft benutzte Kugellautsprecher ermöglicht es nicht immer, die Schallquelle mit der gewünschten Genauigkeit zu orten. Der neue Regielautsprecher enthält deshalb neben dem Tieftonteil einen Hochton-Zusatz. In ihm sind in Kreisbogensegmenten und gegeneinander verwindelt Lautsprechersysteme angeordnet, die den direkten Schallanteil liefern. Zur Erzeugung des diffusen Schallanteils dienen weitere Lautsprechersysteme, die in den Raum und nach oben strahlen und deren Pegel und Frequenzgang einstellbar sind. Damit läßt sich ein gewünschtes Verhältnis von direktem Schall und diffusem Schall einstellen.

Der hier beschriebene Lautsprecher wurde im Institut für Rundfunktechnik in Hamburg entwickelt und dient als Kontrolllautsprecher in den Regieräumen von Rundfunkstudios. Seit etwa 1 1/2 Jahren ist er erprobt.

Für einen Regieraum üblicher Größe und Nachhallzeit (bis etwa 100 m³ und 0,5 s Nachhallzeit) sind 25 W NF-Verstärkerleistung erforderlich, denn man fordert eine Lautstärke von max. 92...94 phon, was einem Schalldruckpegel von 8...10 µb bei 1000 Hz entspricht.

## 1. Einfluß der Richtcharakteristik des Lautsprechers auf das Klangbild

Ein Konuslautsprecher hat wegen seiner Größe im Verhältnis zur Wellenlänge der abgestrahlten Frequenzen die Eigenschaft, tiefe Töne ungerichtet, hohe Töne dagegen mehr oder weniger scharf gerichtet abzustrahlen. Das Übertragungsmaß in der Hauptabstrahlrichtung kann durchaus frequenzunabhängig sein, wie es im Bild 1 schematisch dargestellt ist. Die Bündelung hat zur Folge, daß die abgestrahlte Schall-Leistung nicht mehr frequenzunabhängig ist. Der sogenannte „Lautsprecherklang“ ist auf diese Frequenzabhängigkeit zurückzuführen. Bild 2 zeigt die an einem 10-cm-System gemessenen Richtcharakteristiken. Eine entscheidende Vergrößerung der Richtwirkung beginnt ab etwa 2...3 kHz.

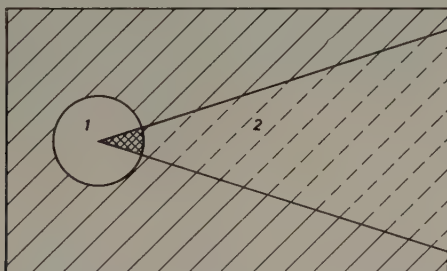


Bild 1. Vereinfachtes Schallfeld eines Lautsprechers im Raum. 1 Bereich der Kugelstrahlung (tiefe Frequenzen), 2 Bereich der gerichteten Strahlung (hohe Frequenzen)

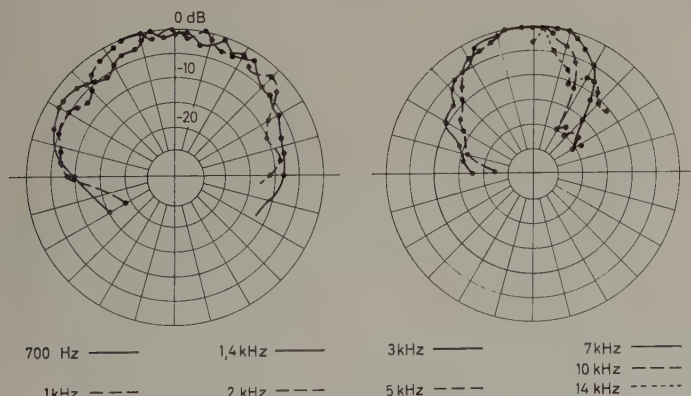


Bild 2. Richtdiagramm eines Lautsprechersystems mit 10 cm Korbdurchmesser

Mit einer geeigneten Anzahl von Einzelsystemen, die auf einem Kugelkörper verteilt sind, läßt sich erreichen, daß auch für die höchsten Frequenzen eine allseitige Abstrahlung erfolgt. Man muß nur durch genügend schwache Verwindelung der Systeme gegeneinander

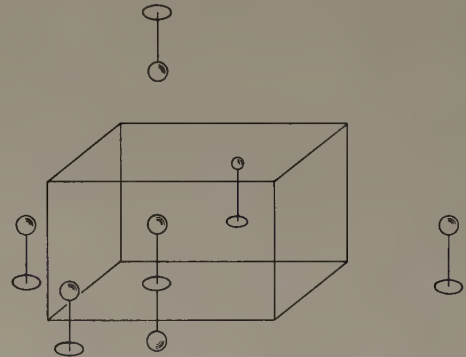


Bild 3. Akustische Spiegelbilder eines Kugelstrahlers im Rechteckraum

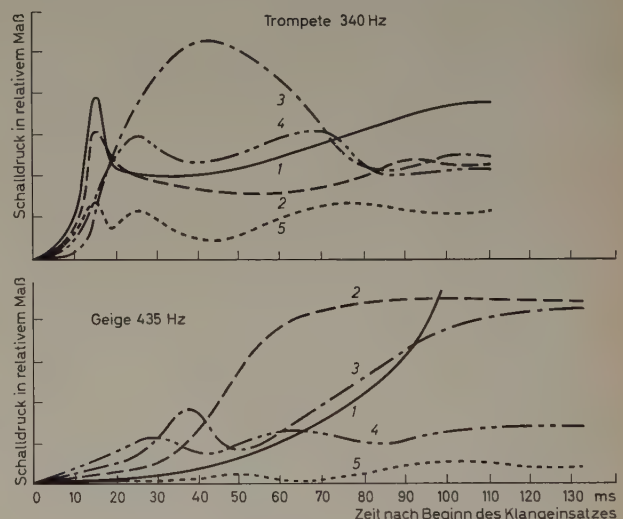


Bild 4. Die Kurven zeigen den zeitlichen Amplitudenverlauf der einzelnen im Klang enthaltenen Harmonischen. Die Zahlen geben die Ordnungszahl der Harmonischen an: 1 = 1. Harmonische = Grundton, 2 = 2. Harmonische = erster Oberton, 3 = 3. Harmonische = zweiter Oberton usw.

dafür sorgen, daß keine Lücken entstehen. Bei tiefen Frequenzen addieren sich die von den einzelnen Systemen erzeugten Schalldrücke. Auf diese Weise erreicht man für alle Frequenzen eine allseitige Abstrahlung; der Abfall der abgestrahlten Leistung bei hohen Frequenzen bleibt grundsätzlich bestehen und kann — weil für alle Frequenzen die gleiche Richtcharakteristik vorhanden ist — in bekannter Weise durch eine erhöhte zugeführte elektrische Leistung nach Art der Klangregler (Entzerrerverstärker) ausgeglichen werden.

Ein vom Kugellautsprecher oder auch vom 3D-Empfänger erzeugtes Klangbild charakterisiert man im allgemeinen mit dem Begriff „Raumton“. Es scheint nicht aus dem Lautsprecher zu kommen, sondern wegen der vielen Spiegelschallquellen (Bild 3) irgendwo im Raum zu stehen. Der Quellpunkt scheint außerdem weiter entfernt zu liegen, als es dem Abstand des Hörers vom Lautsprecher entspricht.

Trotz aller Vorzüge des Kugellautsprechers — man hatte ein weiträumiges Klangbild ohne den typischen Lautsprecherklang, das „nicht aus einem Loch“ zu kommen schien — wurde die Unbestimmtheit des Klangbildes beanstandet. Diese Unbestimmtheit betrifft

\*) Nach einem Vortrag auf der Jahrestagung der DKG in Berlin am 4.3.1960



sowohl die Ortungsmöglichkeit der Schallquelle selbst als auch den Klangeinsatz, das heißt den Aufbau der Instrumentenklänge, für die im Bild 4 zwei Beispiele nach Messungen von Backhaus dargestellt sind. Infolge der vielen Spiegelungen an den Raumwänden, die ja zu unterschiedlichen Zeiten erfolgen, ist ein solches Verwaschen leicht erklärlich. Diese Erscheinung führte teilweise dazu, daß den Dirigenten die Beurteilung einer musikalischen Darbietung erschwert wurde, weil das am Dirigentenpult vorhandene Klangbild nicht mit diesem Raumklangbild übereinstimmte. Auch Cutterarbeiten, bei denen es ja darauf ankommt, eine bestimmte Stelle des Magnettonbandes genau bestimmen zu können, wurden durch den Raumklang erschwert. In beiden Fällen half man sich, indem man sehr nahe an den Lautsprecher herantrat — man suchte ein „präzises“ Klangbild.

Die Untersuchungen von Kaufmann [1] befaßten sich mit dem gleichen Problem in bezug auf den „günstigsten“ Klangeindruck. Als Ergebnis der Arbeit von Kaufmann wurde auf Grund subjektiver Versuche festgestellt, daß der am meisten befriedigende Klangeindruck dann entsteht, wenn der Lautsprecher eine der Originalschallquelle angenäherte Abstrahlcharakteristik hat. Sprachaufnahmen und solistische Darbietungen konnten optimal mit einem Koaxial-System übertragen werden, kleinere Klangkörper mit einem breiter abstrahlenden Lautsprecher und Orchesteraufnahmen schließlich am günstigsten mit einem Kugellautsprecher.

Aus praktischen und wirtschaftlichen Gründen ist es nicht angängig, die Richtcharakteristik des Lautsprechers der Modulation entsprechend umzuschalten oder verschiedene Lautsprecher zu benutzen. Man muß sich vielmehr auf einen für alle Modulationsarten gleich gut geeigneten Lautsprecher festlegen. Seine Eigenschaften werden zwischen denen des Koaxial-Systems und denen des Kugellautsprechers liegen.

Diese Überlegungen und vor allem die betrieblichen Schwierigkeiten im Regiebetrieb waren der Anlaß zur Entwicklung des neuen Lautsprechers, der vorzugsweise als „Arbeitslautsprecher“ dient.

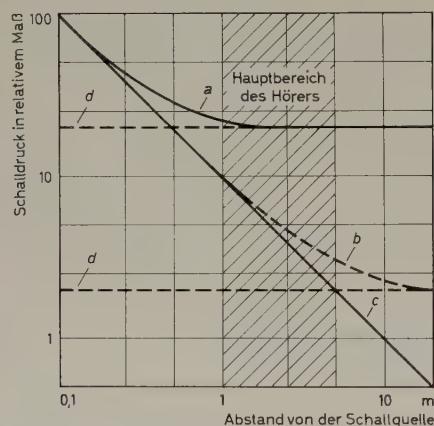


Bild 5. Abnahme des Schalldruckes mit der Entfernung im normalen Wohnraum (a für den gesamten Frequenzbereich eines Kugellautsprechers bzw. für den Tieftonenbereich eines Konuslautsprechers, b für den Hochtonbereich eines Konuslautsprechers, c direkter Schallanteil für a und b, d Pegel des diffusen Schallanteils — großer Pegel für a, kleiner Pegel für b)

## 2. Die Schallausbreitung im Raum

Der vom Lautsprecher ausgehende Schall gelangt als „direkter Schall“ zuerst an das Ohr. Es ist der Schall, den man im freien Schallfeld (Schluckraum) messen kann. Seine Energiedichte nimmt nach dem  $1/r^2$ -Gesetz mit der Entfernung ab

$$E_{dir} = \frac{N}{4 \pi c r^2},$$

wie es im Bild 5 durch die geneigte Gerade dargestellt ist (doppelt-logarithmischer Maßstab).

Nach Reflexion des vom Lautsprecher ausgehenden Schalles an den Raumwänden bildet sich das diffuse Schallfeld mit einem Pegel aus, der sich aus dem Gleichgewichtszustand zwischen zugeführter und der vom Schluckvermögen des Raumes absorbierten Energie ergibt. Die sich einstellende Energiedichte ist im Bild 5 durch die waage-

rechten Linien dargestellt. Für sie gilt

$$E_{diff} = \frac{4 N}{c \cdot A} = \frac{4 V \cdot N T}{c \cdot 0,163 V}$$

( $N$  Schalleistung,  $A$  Schluckvermögen,  $T$  Nachhallzeit,  $V$  Volumen des Abhörtraumes).

Die beiden Linien stellen etwa den Pegelunterschied dar, der zwischen der bei hohen und der bei tiefen Frequenzen abgestrahlten Leistung eines Koaxial-Systems vorhanden ist.

Die Entfernung, in der der direkte Schallanteil gleich dem diffusen ist, wird „Hallradius“ genannt. Er läßt sich aus der Beziehung

$$r_{gr} = \sqrt{\frac{A}{16 \pi}} = \sqrt{\frac{A}{50}} = 0,141 \sqrt{A}$$

berechnen. Dieser Wert gilt unter der Voraussetzung kugelförmiger, allseitiger Schallabstrahlung. Der Hallradius hängt nur vom Gesamtschluckvermögen des Raumes ab.

Setzt man für  $A$  die Nachhallzeit und das Raumvolumen ein, so ergibt sich

$$r_{gr} = 0,057 \sqrt{\frac{V}{T}}$$

Für 100 m<sup>3</sup> und 0,5 s Nachhallzeit wird  $r_{gr} = 0,8$  m.

Sofern mit einem Lautsprecher mit einer für verschiedene Frequenzen unterschiedlichen Richtcharakteristik abgestrahlt wird, kann der Fall eintreten, daß die tiefen Frequenzen außerhalb des Hallradius und die hohen Frequenzen innerhalb des Hallradius gehört werden. In einem solchen Fall sprechen die Toningenieure von „Zweiräumigkeit“ oder „Zerfall des Klangbildes“. Eine ähnliche Erscheinung kann sich ergeben, wenn beispielsweise ein Solist sehr nahe — mit kleinem Mikrofonabstand und deshalb nur wenig Raumschall — und das dazugehörige Orchester dagegen mit großem Mikrofonabstand aufgenommen werden.

Es ist erwiesen, daß für das Erkennen von Musikinstrumentenklängen die Einschwingvorgänge, das heißt der zeitliche Verlauf des Klangaufbaues, wichtig sind. Um diesen Vorgang erkennen zu können, mit anderen Worten, um das betreffende Instrument „präzise“ zu empfinden, muß man also in einer Entfernung abhören, in der der Direktschall in einem gegenüber dem Diffusanteil geeigneten Pegelverhältnis steht, denn letzterer wird infolge der vielen Reflexionen an den Raumwänden einen anderen zeitlichen Verlauf erhalten und nicht mehr mit dem Klangeinsatz des Instrumentes übereinstimmen. Die günstigste Abhörentfernung liegt üblicherweise im Bereich des Hallradius.

In einem Regieraum ist die Abhörentfernung aus praktischen Gründen mindestens 2...3 m. Es ist mithin notwendig, das Verhältnis zwischen beiden Schallanteilen zugunsten des direkten Schallanteils zu variieren, damit der Hallradius genügend groß ist.

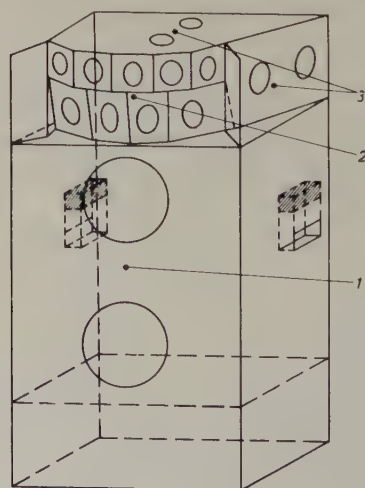


Bild 6. Der Regielautsprecher mit erhöhtem Präsenzgrad (1 Tieftonteil, 2 Mittelhochtonsysteme für das direkte Schallfeld und 3 für das diffuse Schallfeld)



### 3. Aufbau des Lautsprechers

Diese Überlegungen haben zu der im Bild 6 skizzierten Konstruktion eines Regellautsprechers geführt. Im abgeschlossenen unteren Teil befinden sich die Tieftonsysteme, in den Kreisbogensegmenten darüber die Systeme, die vornehmlich das direkte Schallfeld erzeugen, sowie, nach oben und den Seiten strahlend, die Systeme zur Erzeugung des diffusen Schallanteils.

Da nach Reflexion an den Raumwänden auch der direkte Schall zum diffusen Feld beiträgt, beschränkt man den vom Direktschall erfüllten Raumwinkel auf das unbedingt erforderliche Maß, beispielsweise auf  $90^\circ \dots 100^\circ$  in der Horizontalen, und in der Vertikalen so, daß in der kleinsten zu erwartenden Abhörentfernung stehende und sitzende Hörer in gleicher Weise vom Direktschall erfaßt werden. Die Frequenzunabhängigkeit des erzeugten Schalldruckes im Direktfeld muß durch bekannte Maßnahmen sichergestellt sein.

Auf Grund der im Bild 2 dargestellten Meßergebnisse für die Richtcharakteristik wurden die einzelnen Systeme etwa  $20^\circ$  gegeneinander verwinkelt (Bild 7). Die Frequenzen oberhalb der Übernahme Frequenz zwischen Tief- und Hochtonteil — die etwa zwischen

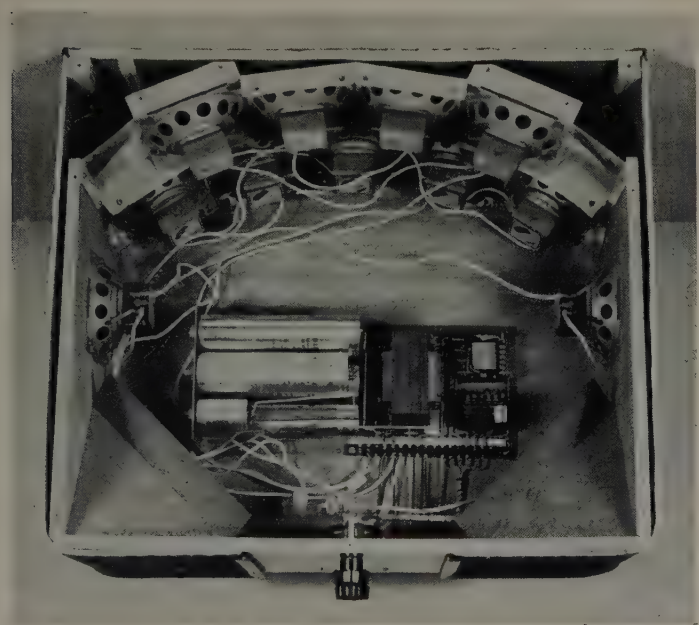


Bild 7. Innenansicht des Hochtonzusatzes für Regellautsprecher

200 und 300 Hz liegt — werden durch die Breite des Bogensegmentes (70 cm) bereits genügend gebündelt, so daß der Hochtonteil eine praktisch frequenzunabhängige Richtcharakteristik hat.

Zur Verbesserung der Höhenwiedergabe erhielten die Hochtonsysteme (10 cm Korbdurchmesser) an Stelle der üblichen Gazekalotte eine konkav eingeklebte Papierkalotte und zur Verringerung von Teilschwingungen und des Klirrfaktors auf die Membrane hochkant aufgesetzte Streifen aus Schaumstoff. Außerdem wurde ihnen bei den höchsten Frequenzen eine erhöhte Leistung zugeführt.

Für den Aufbau des Lautsprecherteils für den diffusen Schallanteil gelten etwas andere Gesichtspunkte. Für den sogenannten Raumklangeindruck sind im wesentlichen die mittleren Frequenzen maßgebend. Es genügt daher, wenn diese Systeme oberhalb 200...300 Hz abstrahlen. Die höchsten Frequenzen werden mit einem mit der Frequenz zunehmenden Pegelabfall übertragen. Der notwendige Pegelabfall ergab sich aus der praktischen Erfahrung. Er beträgt etwa 6 dB bei 10 kHz und ist dadurch begründet, daß alle natürlichen Schallquellen eine Richtwirkung haben, das heißt, die von den Instrumenten abgestrahlte Leistung ist ähnlich wie beim Koaxial-System frequenzabhängig. Da man aber bei der einkanaligen Übertragung den gewünschten Raumklanganteil von dem vom Mikrofon aufgenommenen Direktschallanteil mit einem für das Diffusfeld zu starken Höhenanteil ableiten muß, ist ein solcher Höhenabfall erforderlich. Außerdem ist die Ohrempfindlichkeit bei hohen Frequenzen im diffusen Feld eine andere als in der fortschreitenden Welle. Wahrscheinlich spielt auch die Lästigkeit eine Rolle, die bei Lautstärkemessern durch

eine mit der Frequenz ansteigende Bewertung von Geräuschanteilen erfaßt werden soll. Bei Frequenzunabhängigkeit des Diffusanteils kann das Klangbild eine ungewöhnliche und unangenehme helle Färbung, teilweise sogar eine gewisse Schärfe bekommen.

Für den diffusen Schallanteil sind daher ein Pegel- und ein Höhenregler zur Einstellung des Verhältnisses zwischen Direkt- und Diffusanteil vorhanden.

Sofern die Nachhallzeit des Wiedergaberaumes bei hohen Frequenzen genügend stark abnimmt oder die Frequenzkurve der abgestrahlten Schalleistung auf Grund der Eigenschaften der verwendeten Lautsprecher entsprechend abfällt, kann naturgemäß der Höhenregler entfallen. In Räumen mit kleiner Nachhallzeit, insbesondere in Regieräumen, fällt die Nachhallzeit bei hohen Frequenzen nur noch wenig ab. Eine Abnahme der Nachhallzeit auf die Hälfte hat eine Abnahme der Energiedichte im diffusen Feld um nur 3 dB zur Folge.

### 4. Richtcharakteristik bei tiefen Frequenzen

Bei Räumen bis zu  $100 \text{ m}^3$  Volumen kann man im Bereich der tiefen Frequenzen nicht mehr mit einem homogenen Schallfeld rechnen, da die Raumabmessungen in die Größenordnung der Schallwellenlängen kommen und die Eigentöne des Raumes nicht genügend dicht liegen. Der Richtwirkung des Tieftonteiles kommt hier eine andere Bedeutung zu.

Am Ort des Hörers addieren sich die vom Lautsprecher und von der durch Spiegelung des Lautsprechers an der Wand entstandenen Spiegelschallquelle ausgehenden Schallfelder. Das bedeutet, daß ein Ton, für dessen Wellenlänge der Abstand des Lautsprechers von der Wand gleich  $\lambda/4$  ist — verlustfreie Reflexion vorausgesetzt —, völlig ausgelöscht wird. Ist der Abstand gleich  $\lambda/2$ , so erfolgt eine Verdoppelung des Schalldruckes am Ort des Hörers. Dies gilt für die entsprechenden Vielfachen bis zu den Frequenzen, bei denen der Lautsprecher infolge seiner räumlichen Abmessungen die gespiegelten Schallwellen durch Abschattung nicht unmittelbar zum Hörer gelangen läßt. Handelt es sich hierbei um harmonische Teiltöne eines Klanges, so ist es möglich, daß der Charakter eines Instrumentenklanges verändert wird.

Um nun den Einfluß der Reflexion an der hinter dem Lautsprecher befindlichen Wand zu verringern, wurde in bekannter Weise [2] eine nierenförmige Richtcharakteristik verwirklicht. Diese so erreichte „Rückwärtsdämpfung“ ist etwa 10...12 dB.

### 5. Umbau von Kugellautsprechern auf größere Präsenz

Die zur Zeit in Betrieb befindlichen Kugellautsprecher können durch einfach durchzuführende Maßnahmen auf eine größere Präsenz des erzeugten Klangbildes umgestellt werden (Bild 8). Die Lautsprecher-systeme der Kugel werden zu zwei Gruppen zusammengeschaltet, von denen eine Gruppe (7 Systeme) den Direktschall erzeugt und die andere (23 Systeme) den Diffusanteil. Zur Regelung des Präsenz-

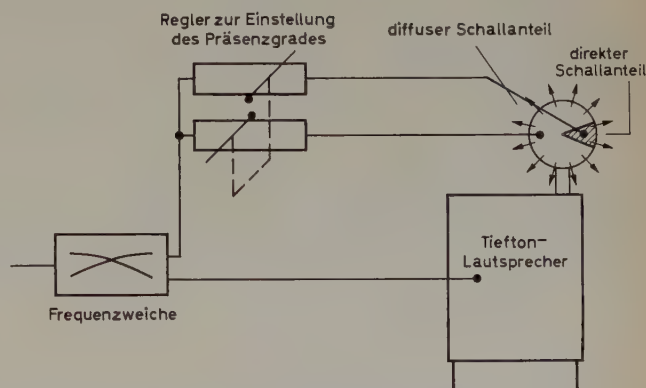


Bild 8. Schematische Darstellung der Regelung des Präsenzgrades. Die Gesamt-Schalleistung bleibt bei der Regelung konstant

grades wird die den beiden Gruppen zugeführte Leistung gegenläufig geregelt, wobei die Summe der Leistungen konstant bleibt. Da sich die Regelung nur auf das von der Kugel abgestrahlte Frequenzgebiet auswirkt, kann dieser Weg nur beschritten werden, wenn die Übernahme Frequenz zwischen Tief- und Hochtonteil genügend tief liegt.



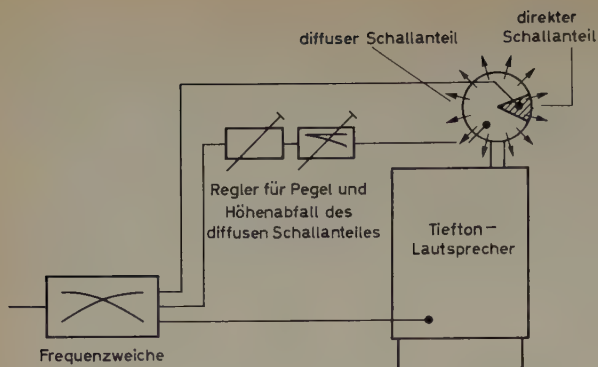


Bild 9. Schematische Darstellung der Regelung des Präsenzgrades. Der Anteil des Direktschalls bleibt bei der Regelung konstant

Ist das nicht der Fall, dann muß sich die Regelung darauf beschränken, den Diffusanteil hinzuzufügen oder wegzunehmen (Bild 9). Die den Direktschall-Lautsprechern zugeführte Leistung darf nicht geändert werden, da sonst die Frequenzabhängigkeit des direkten Schallfeldes nicht erhalten bleibt.

## 6. Der Lautsprecher im Betrieb

Der Kugellautsprecher wird „auf den Raum eingemessen“, das heißt, mit Hilfe eines Entzerrungsverstärkers wird die dem Lautsprecher zugeführte Leistung als Funktion der Frequenz so korrigiert, daß sich am Ort des Hörers eine frequenzunabhängige oder eine bei hohen Frequenzen in gewünschtem Maße abfallende Energiedichte ergibt. Damit ergibt sich zwangsläufig auch eine nicht zu ändernde Frequenzabhängigkeit des direkten Schallanteils.

Im Falle des beschriebenen Lautsprechers mit erhöhtem Präsenzgrad ist zu erwarten — und die bisherigen Erfahrungen bestätigen das —, daß ein Einmessen auf den Raum nicht mehr erforderlich ist, denn der Direktanteil, der von den Raumeigenschaften unbeeinflusst ist, wird mit bestmöglicher Qualität dem Ohr des Hörers übermittelt, während der Raumklanganteil in einer solchen Beziehung zum direkten Anteil steht, daß das Ohr ihn noch nicht als den Klang-eindruck allein bestimmend empfindet.

Dazu gehören, wie bereits ausgeführt, eine bestimmte zeitliche Zuordnung zum direkten Schallanteil, ein bestimmtes Energieverhältnis und eine geeignete Frequenzabhängigkeit der Leistung des Diffusanteils.

Musikinstrumente werden ja auch nicht auf den Raum „eingemessen“. Eine Wiedergabe in einem ungeeigneten Raum kann auch nicht durch Verwendung besonders guter Instrumente verbessert werden.

## 7. Angabe des Präsenzgrades eines Lautsprechers

Zur Kennzeichnung des Präsenzgrades eines Lautsprechers könnte beispielsweise der sogenannte Bündelungsgrad dienen. Bündelungsgrad ist das Verhältnis der von einem Kugelstrahler abgestrahlten Leistung zu der vom gerichteten Lautsprecher abgestrahlten Leistung unter der Voraussetzung, daß das Übertragungsmaß des Kugelstrahlers gleich dem des gerichteten in seiner Hauptabstrahlrichtung ist. Bei einem Bündelungsgrad 2 (zum Beispiel Halbkugelstrahler) ist der Hallradius  $\sqrt{2}$ -mal größer. Eine solche Beziehung zwischen Bündelungsgrad und Hallradius gilt nur so lange, als auch das  $1/r^2$ -Gesetz für den Direktschall erfüllt ist. Dies ist jedoch bei Schallgruppen oder -zeilen nicht der Fall. Der Schalldruck nimmt bei diesen Strahlern weniger schnell mit der Entfernung ab, so daß der Hallradius größer ist als der aus dem Bündelungsgrad errechnete.

## 8. Die Präsenz eines Klangbildes

Jetzt ist noch die Frage zu diskutieren, ob Lautsprecher mit einem bestimmten Präsenzgrad in jedem Raum ein gleichwertiges und gleichartiges Klangbild erzeugen. Es ist ja das Ziel, ein wiedergegebenes Klangbild an jedem beliebigen Ort einheitlich beurteilen zu können. Nur so ist es auch möglich, daß Rundfunkhörer bei den unterschiedlichsten Abhörbedingungen eine musikalische Darbietung so übermitteln bekommen, wie es die Ausführenden beabsichtigt haben.

Würde man die Grenzfälle betrachten, so könnte man der Ansicht sein, daß das nicht der Fall ist, denn im Schluckraum ist jeder Laut-

sprecher „präsent“, und im Hallraum wird jeder zum „Raumklang-lautsprecher“. In der Praxis sind die Unterschiede natürlich nicht so groß, denn einmal sind die Raumgrößen und Nachhallzeiten miteinander vergleichbar und zum anderen fehlt die unmittelbare Vergleichsmöglichkeit. In einem Funkhaus, wo die Vergleichsmöglichkeit grundsätzlich besteht, werden die Regieräume durch entsprechende Maßnahmen einander möglichst ähnlich gemacht.

## 9. Zeitlicher Aufbau des Schallfeldes im Raum

Die Oszillogramme im Bild 10 zeigen den zeitlichen Ablauf des Schallvorganges in einem großen Studio nach Auslösen eines Knalles (elektrischer Funkenüberschlag). Die Zeitachse läuft von links nach rechts. Die linke Marke kennzeichnet den Zeitpunkt des Knalles, die zweite Marke von links stellt den auf dem direkten Wege an das Mikrofon gelangten Schall dar (Laufzeit etwa 30...50 ms). Danach baut sich das diffuse Schallfeld auf, oder, wie es im rechten Oszillogramm zu sehen ist, es entsteht das diffuse Schallfeld im wesentlichen erst nach Eintreffen eines „ersten reflektierten Schallanteiles“ (meist eine Reflexion an der Decke). Die Zeitspanne zwischen dem Eintreffen des direkten Schalles und dem Aufbau des diffusen Feldes steht dem Ohr zur Verfügung, um die Klänge der einzelnen Instrumente zu erkennen. Das Erkennen ist um so leichter, je kürzer der Einschwingvorgang ist, das heißt je größer die Anteile an hohen Frequenzen sind<sup>1)</sup>. Nimmt man an Stelle des Knalles das Abklingen eines Instrumentenklanges (beispielsweise einer gezupften Saite) an, wie es im linken Oszillogramm des Bildes 10 durch die eingezeichneten Hüllkurven für verschiedene Werte des Direktanteils angedeutet ist, so erkennt man

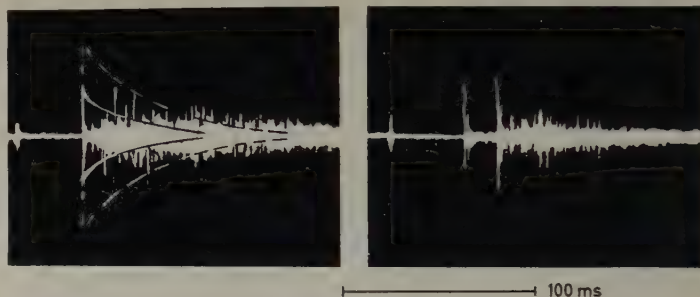


Bild 10. Oszillogramme von Funkenknallen im Rundfunkstudio (nach Thiele). Im linken Oszillogramm ist gestrichelt der Hüllkurvenverlauf eines Instrumentenklanges im Direktfeld mit verschiedenem Pegel gezeichnet

leicht, daß bei verschiedenem Pegel des Direktanteils auch die Dauer, für die das Abklingen des Instrumentenklanges hörbar ist, bevor es durch den Diffusschall verdeckt wird, verschieden lang wird. Bei größerem Direktschallpegel gegenüber dem Diffusanteil erscheinen die Instrumente nicht nur „präsenanter“, sondern sie scheinen auch länger auszuklingen, was die Empfindung der Präsenz erhöht.

Der Präsenz eines musikalischen Klangbildes entspricht die „Silbenverständlichkeit“ bei Sprache. Im Bild 11 ist die Überdeckung von

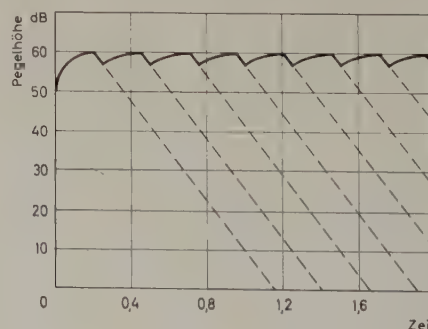


Bild 11. Überdeckung von Silben bei 1 Sekunde Nachhallzeit (nach Knudsen)

<sup>1)</sup> Man kann diesen Unterschied in der Präsenz des Klangbildes dadurch zu Gehör bringen, daß man einen langsam an- und abklingenden Ton mit einem geschalteten Ton vergleicht. Im letzten Falle läßt sich wegen des durch den Schaltvorgang bedingten Anteils an hohen Frequenzen die Schallquelle hinsichtlich Entfernung und Richtung sehr gut orten, während im ersten Fall der Ton scheinbar ohne Beziehung zum Lautsprecher „irgendwo im Raum“ steht.



Silben (mittlere Länge 200 ms, Pause 50 ms, was einer Sprechgeschwindigkeit von 240 Silben je Minute entspricht) für eine Nachhallzeit von 1 Sekunde dargestellt, wie sie von Knudsen [3] angegeben ist. Es ist leicht einzusehen, daß eine lange Nachhallzeit die Verständlichkeit herabsetzt. Sprache wird verständlicher, wenn sie langsamer gesprochen wird.

## 10. Präsenzfilter

Zur Vergrößerung der Anteile an hohen Frequenzen im Klangbild bedient man sich gelegentlich bei Musikaufnahmen sogenannter Präsenzfilter. Je nach Art der Übertragung wird ein begrenztes Frequenzgebiet oberhalb der mittleren Frequenzen mit geeigneten Filtern hervorgehoben (Bild 12).

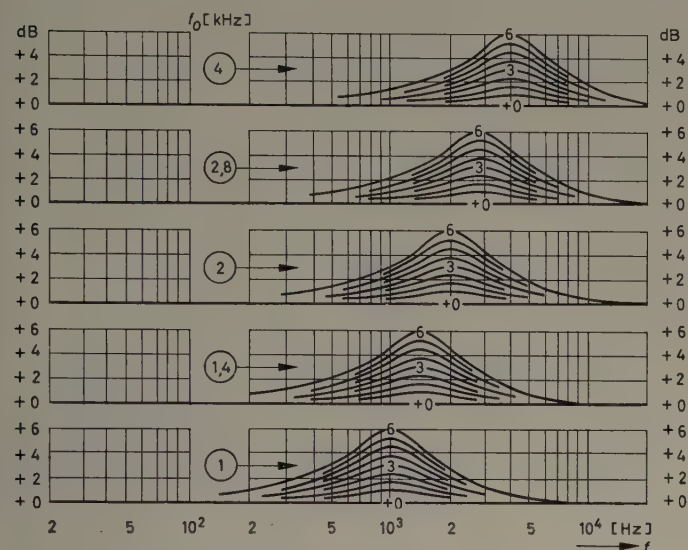


Bild 12. Frequenzkurven eines auf verschiedene „Schwerpunktfrequenzen“ umschaltbaren Präsenzfilters

Es ist leicht einzusehen, daß dieses Verfahren nur in bestimmten Fällen und nur begrenzt anwendbar ist, beispielsweise bei der Übertragung von Sprache oder zum Hervorheben eines Solisten gegenüber dem Orchester unter Zuhilfenahme eines besonderen Solisten-Mikrofons. Zur Erzeugung einer Präsenz größerer Klangkörper ist dieses Verfahren wegen der damit verbundenen Klangverfärbung nicht anwendbar.

## 11. Abhörbedingungen und erzielt Klangbild

Man könnte nun einem Raum eine als optimal erkannte Nachhallzeit geben und den Direktschall durch einen Flächenstrahler als ebene Welle abstrahlen lassen, für die in der Abstrahlrichtung kein  $1/r^2$ -Gesetz mehr gültig ist. Für alle Abhörorte im Raum ergäbe sich dann zwar das gleiche Verhältnis von direktem zu diffussem Anteil, aber das subjektiv empfundene Klangbild wird unterschiedlich sein, denn mit größer werdender Abhörentfernung vom Lautsprecher wird auch die Laufzeit des direkten Schalles größer, während der zeitliche Aufbau des diffusen Schallanteils für alle Orte im Raum etwa der gleiche bleibt.

Sicherlich wird auch eine Art Haas-Effekt den Präsenzgrad eines Klangbildes maßgeblich beeinflussen. Durch die Untersuchungen von Haas ist bekannt, wie stark eine verzögerte Schallquelle gegenüber einer Primärschallquelle verstärkt werden kann, ohne daß die Ortung durch das Ohr von der Primärschallquelle auf die Sekundärschallquelle übergeht. In vorliegendem Fall ist der direkte Schall als Primärschall zu verstehen und der diffuse als Sekundärschall. Es ist nicht bekannt, ob in diesem Fall auch ein Unterschied gegenüber den von Haas gefundenen Werten für Verzögerung und Leistungsunterschied infolge der Verschiedenartigkeit der Schallfelder (Primärschall: direkt, Sekundärschall: diffus) ähnlich dem Unterschied der Ohr-empfindlichkeit im direkten und diffusen Feld besteht. Auch ist noch nicht bekannt, wann bei unterschiedlichem Frequenzgang der beiden Schallanteile eine Verfärbung des wahrgenommenen Klangbildes empfunden wird, das heißt, welche Schwankungen als Funktion der Frequenz für den Diffusanteil noch zulässig sind. Wo für alle diese

Parameter ein Optimum liegt, kann nur durch Versuche und genügend lange Erfahrung festgestellt werden. Die bisherigen Erfahrungen haben lediglich gezeigt, daß für einen „Arbeitslautsprecher“ für das Erkennen von scharfen Einsätzen ein Mindestmaß an Präsenz zu fordern ist.

Zu einem nicht geringen Maße ist es eine Frage des Geschmacks, ob ein präsent oder ein Raumklangbild gewählt wird. Es wählen ja manche Konzertbesucher einen der vorderen Plätze im Konzertsaal, während andere es vorziehen, musikalische Darbietungen auf entfernteren Plätzen anzuhören, an denen oftmals keine optische Sicht zum Orchester besteht und damit auch nicht mit einem nennenswerten Direktschallanteil gerechnet werden kann.

Für Tonfilm und Fernsehen ergibt sich durch eine getrennte Behandlung der beiden Schallanteile im Raum mittels geeigneter Verfahren die Möglichkeit, entsprechend der Brennweite des Objektivs auch die „Brennweite“ des Lautsprechers zu variieren und so eine Übereinstimmung von optischem und akustischem Geschehen zu erhalten.

Es wäre auch eine neue Art der räumlichen Übertragung von Klangbildern denkbar, bei der nicht wie bei der Stereophonie die Seiteninformation, sondern eine Information für die räumliche Tiefe eines Klangbildes übertragen wird.

## Schrifttum

- [1] Kaufmann, G.: Beitrag zur subjektiven Beurteilung von Musikwiedergaben mittels Lautsprecherkombinationen. Techn. Hausmitt. NWDR Band 8 (1956) Nr. 5, S. 93–102
- [2] Kalusche, H.: Eine Lautsprecheranordnung mit einseitiger Richtwirkung. Z. Angew. Phys. Bd. 2 (1950) Nr. 10, S. 411–415
- [3] Knudsen, V.O.: Architectural Acoustics. New York 1932, John Wiley & Sons Inc., Chapman & Hall Ltd., London

(eingegangen am 15. März 1960)

## Jahresbericht 1959 der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI

Die Gesamtproduktion von Rundfunk- und Fernsehgeräten aller Art konnte 1959 abermals gesteigert werden, und zwar von 5,345 Mill. Stück 1958 auf 6,133 Mill. Stück 1959. Das bedeutet eine Zunahme um 788 000 Stück (Vorjahr 687 000 Stück) oder 14,7%. Wertmäßig erhöhte sich die Produktion um 10,8% von 1,615 Mrd. auf 1,791 Mrd. DM.

Die Produktion von Rundfunkgeräten stieg trotz der Konkurrenz des Fernsehens mengenmäßig um 11,5% auf 4,234 Mill. Stück und wertmäßig um 4,2% auf 720 Mill. DM. Koffer- und Reiseempfänger wurden 1959 etwa 882 000 Stück hergestellt (66% mehr als 1958), Autoempfänger 481 000 Stück (19% mehr als 1958).

Der Anteil der Fernsehgeräte an der Gesamtproduktionsmenge stieg von 17,3% 1957 über 29% 1958 auf 30,9% im Jahre 1959, und der Produktionswert der Fernsehgeräte (einschließlich der mit Rundfunkteil kombinierten Empfänger) überschritt damit zum ersten Male die Milliarden-grenze; er stieg um 16% von 925 Mill. auf 1,073 Mrd. DM. Diese Steigerung war ebenso wie die mengenmäßige wesentlich geringer als im Vorjahr, und eine allmähliche Normalisierung in der Fernseh-wirtschaft beginnt sich abzuzeichnen.

Die Musiktruhen-Produktion hielt sich mit 487 000 Stück etwa auf dem Vorjahrsniveau (490 000 Stück).

Der Ausfuhrwert von Rundfunk- und Fernsehgeräten zusammen, der 1958 bei 417 Mill. DM lag, erhöhte sich 1959 um 18% auf 492 Mill. DM. Auch mengenmäßig erfuhr der Gesamtexport eine Steigerung, und zwar um 15% von 1,887 Mill. auf 2,175 Mill. Stück.

## Dechema-Jahrestagung 1960

Vom 14. bis 16. Juni 1960 findet in Frankfurt/Main die Jahrestagung 1960 der Dechema, Deutsche Gesellschaft für chemisches Apparatewesen e.V., statt, die gleichzeitig die 26. Veranstaltung der Europäischen Föderation für Chemie-Ingenieur-Wesen ist. Maßgebende Fachleute halten eine Reihe von Vorträgen zum Thema „Werkstoffprobleme in der chemischen Technik“ und sprechen über Erfahrungen und Fortschritte, die bei der Verwendung von Werkstoffen für den Bau chemischer Apparate gewonnen wurden.

## Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft

Die diesjährige achte Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft findet vom 12. bis 16. September in Stuttgart statt.

## Archiv ungedruckter wissenschaftlicher Schriften bei der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Forschungsgemeinschaft hat in Zusammenarbeit mit der Deutschen Bibliothek in Frankfurt/Main ein Archiv für wertvolle wissenschaftliche Manuskripte eingerichtet, die aus finanziellen Gründen nicht oder nur auszugsweise gedruckt werden können. Das Archiv will diese Manuskripte für die Forschung erhalten und durch bibliographische Anzeige sowie durch Ausleihe zugänglich machen.



# Meßgeräte, Steuerungs- und Regelungstechnik

auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1960

DK 061.4, 1960<sup>11</sup>

Ebenso wie im Vorjahr (Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 5, S. 186–189) gab es auch diesmal auf der Leipziger Frühjahrsmesse (28.2.–8.3.1960) bei den Ausstellern aus der DDR wieder viele Neu- und Weiterentwicklungen. Der nachstehende Bericht macht kurz mit einer Auswahl bekannt.

## 1. Elektrische Meßgeräte

### 1.1 Meßgeräte für $U$ , $\mathcal{E}$ , $R$ , $L$ , $C$ , $f$ , $\tan \delta$

Das neue Universal-Röhrenvoltmeter „URV 2“ von VEB Werk für Fernmeldewesen ist zum Messen von positiven und negativen Gleichspannungen, von Wechselspannungen im Frequenzbereich 20 Hz...300 MHz sowie zum Messen von reellen Widerständen  $1 \Omega$ ...1000 M $\Omega$  geeignet (Gleichspannungen: 0...1000 V, Meßunsicherheit  $1,5\%$  v.M.  $\pm 1\%$  v.E.; NF: 16 Hz bis 300 MHz, 0,1...100 V und mit Teiler 10...1000 V, Meßunsicherheit  $< 2,5\%$  v.M.  $\pm 1\%$  v.E. und mit Teiler  $< 4\%$  v.M.  $\pm 1\%$  v.E.; HF: 50 kHz bis 300 MHz und mit Teiler 1 MHz...300 MHz, 0,1...30 V und mit Teiler 0,1...300 V, Meßunsicherheit  $2,5\%$  v.M.  $\pm 1\%$  v.E. und mit Teiler  $< 3\%$  v.M. zusätzlich; Widerstandsmessung:  $1 \Omega$ ...1000 M $\Omega$ , Meßunsicherheit  $5\%$ ). Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt aus dem Wechselstromnetz bei einer Leistungsaufnahme von etwa 15 W.

Derselbe Hersteller brachte neu den Feldstärkemesser „FSM 3“ heraus. Der Frequenzbereich umfaßt mit 87...300 MHz das UKW-Rundfunkband II und das Fernsehband III. Außer als Feldstärkemesser kann das Gerät auch beispielsweise als selektives Mikrovoltmeter oder bei der Eichung von Dämpfungsgliedern, der Aufnahme des Dämpfungsverlaufs von Filterschaltungen, der Anzeige von großen Spannungsverhältnissen auf Meßleitungen sowie als Spannungs-Nullindikator in Brückenschaltungen eingesetzt werden. Kleinste meßbare Feldstärke: bei 100 MHz  $2,4 \mu\text{V/m}$  und bei 300 MHz  $7 \mu\text{V/m}$ ; größte meßbare Feldstärke: linear bei 100 MHz  $76 \text{ mV/m}$  und bei 300 MHz  $220 \text{ mV/m}$ , logarithmisch bei 100 MHz  $0,76 \text{ V/m}$  und bei 300 MHz  $2,2 \text{ V/m}$ . Meßunsicherheit der Feldstärke 2 dB. Größte meßbare Spannung: linear  $31,6 \text{ mV}$ , logarithmisch  $0,316 \text{ V}$ . Meßunsicherheit der Spannungsmessung 1 dB.

Ein neues Toleranzmeßgerät „1011“ von VEB Funkwerk Erfurt ist zum Messen der prozentualen Abweichung zweier Widerstände mit ohmschem, induktivem oder kapazitivem Charakter bestimmt. Mit Hilfe einer eingebauten Steuereinrichtung ist die Erweiterung des Gerätes zur automatischen Sortiereinrichtung möglich. Toleranz-Meßbereich –22 bis +28%, Meßbereich für Widerstände  $10 \Omega$ ...1 M $\Omega$ , für Induktivitäten 0,1 mH...0,1 H, für Kapazitäten 100 pF...1  $\mu\text{F}$ .

Mit der Scheinleitwert-Meßbrücke „SWM 3“ von VEB Werk für Fernmeldewesen lassen sich Wirk- und Blindkomponenten von Scheinleitwerten und auch Scheinleitwerte beliebiger einpoliger geerdeter, erdsymmetrischer und erdfreier Meßobjekte im Frequenzbereich 30 Hz...1500 kHz messen. Meßbereich der Wirkkomponente  $1 \mu\text{S}$ ...1000 mS ( $\approx 1 \text{ M}\Omega$  bis  $1 \Omega$ ), der Blindkomponente  $\pm 1 \mu\text{S}$ ...100 mS ( $\approx 1 \text{ M}\Omega$ ...10  $\Omega$ ); Meßunsicherheit  $\pm 1\%$ ...5% in Abhängigkeit vom Meßwert und der Meßfrequenz.

VEB Funkwerk Erfurt präsentierte mit der Induktivitäts-Meßbrücke „1012“ eine Maxwell-Brücke zur Messung von Induktivitäten mit Phasenwinkeln  $> 30^\circ$  von 1 mH...122 H bei den Frequenzen 80, 800 und 8000 Hz. Eine organisch eingebaute Einrichtung gestattet die Einstellung und Messung eines Vornagnetisierungs-Gleichstromes innerhalb eines Bereiches  $10 \mu\text{A}$ ...0,1 A. Zur einwandfreien Bestimmung der Eisenkern-Aussteuerung lassen sich die durch das Meßobjekt fließenden Wechselströme im Bereich  $15 \mu\text{A}$ ...3 mA messen. Als Fehlergrenze der Induktivitätsmessung sind  $\pm 2\%$  angegeben. Die Eingangskapazität ist etwa 10 pF. Die Bestimmung des Phasenwinkels ist zwischen etwa  $30^\circ$  und  $89^\circ 50'$  möglich.

Als Anschlußgerät zu den schon bekannten  $\tan \delta$ -Messern schuf VEB Funkwerk Erfurt neu den direktanzeigenden  $\tan \delta$ -Messger „1018“. Er ist dort vorteilhaft verwendbar, wo Kleinkondensatoren annähernd bekannter Kapazität zwischen 1000...10000 pF oder Isolierstoffproben auf ihren Verlustwinkel hin geprüft und gegebenenfalls aussortiert werden sollen. Der Verlustfaktor-Meßbereich ist  $0,5 \cdot 10^{-4}$ ... $25 \cdot 10^{-4}$ , der Kapazitätsmeßbereich 1000...10000 pF bei einer Meßfrequenz von 300 kHz  $\pm 2\%$ . Zur Kontrolle der  $\tan \delta$ -Messung sind hochwertige Eichnormale eingebaut.

Die Normalfrequenz- und Normalzeiteinrichtung „GM 605“ von VEB Fernmeldewerk Leipzig liefert dekadisch gestaffelte Normalfrequenzen mit einer Genauigkeit von  $10^{-8}$ . Sie ist nicht nur für die Kontrolle und Eichung der Frequenzen von Ton- und Hochfrequenzgeneratoren geeignet, sondern auch als Zeitnormal für Uhrenfabriken und wissenschaftliche Forschungsinstitute. Durch Koinzidenzvergleich mit bekannten internationalen Zeitsignalen lassen sich Zeitdifferenzen von  $1/100 \text{ s}$  ermitteln.

Die Induktivitäts-Normale ergänzte VEB Funkwerk Erfurt durch die HF-L-Normale „0020“ mit Induktivitäten zwischen 1  $\mu\text{H}$  und 10 mH. ( $1/2/5/10/20/50/100/200/500 \mu\text{H}/1/2/5/10 \text{ mH}$ .) Der Nennwert der Induktivitäten ist  $\pm 1\%$   $\pm 0,03 \mu\text{H}$ . Die Eigenkapazität liegt je nach dem L-Wert zwischen 10 und 22 pF.

Für den Dezimeterbereich 500...3750 MHz ( $\approx 8$ ...60 cm) sah man bei VEB Rafena Werke Radeberg den neuen Dezimeter-Spannungsindikator „DSJ 613 A“. Er dient nicht als Meßgerät, sondern zum Nachweis von UHF-Energie auf Koaxialleitungen (Koppelschleife mit über eine Germanium-Richtdiode OA 803 angeschlossenen Ladekondensator). Der Spannungsbedarf des Indikators beträgt überschlägig in Verbindung mit dem Anzeigeinstrument „AJ 022“ bei Vollausschlag etwa 10 V. Der

Wellenwiderstand ist  $70 \Omega$ . Mit Hilfe eines zusätzlichen kapazitätsarmen Diodenelementes lassen sich amplituden- und impulsmodulierte UHF-Spannungen demodulieren, um die Modulation auf einem Oszillografen sichtbar zu machen.

### 1.2 Generatoren

In erster Linie als Ergänzungsgerät für den Prüfgenerator „PG 2“ zeigte VEB Werk für Fernmeldewesen den Leistungsverstärker „LV 1“. Als Anwendungsmöglichkeiten sind unter anderem vorgesehen: Erweiterung von Empfindlichkeits-Meßsendern und Empfängerprüfgeneratoren zu Leistungsendern, Anwendung als Prüfoszillator für Überlagerungsempfänger, Frequenzmessung bei Amplituden  $< 50 \text{ mV}$  mit dem Prüfgenerator „PG 2“, Verwendung als Indikator für Meßbrücken, Verwendung als Impedanzwandler. Die ersten 3 Stufen des vierstufigen Verstärkers übertragen breitbandig das Frequenzband 0,1...30 MHz; die Leistungs-Endstufe arbeitet als Resonanzverstärker. Weitere technische Daten: Frequenzunsicherheit  $\leq 5\%$ , Verstärkungsfaktor  $\geq 40 \text{ dB}$ , Verstärkungsregelung  $\geq 20 \text{ dB}$ , maximale Eingangsspannung ohne Vorsteckteiler 150 mV, Eingangswiderstand 100 k $\Omega$ ...500  $\Omega$  (frequenzabhängig), Eingangskapazität  $\geq 40 \text{ pF}$ , maximale Ausgangsspannung (an 75  $\Omega$ ) bis 17 MHz  $\geq 10 \text{ V}$  und von 17...30 MHz  $\geq 6 \text{ V}$ , Klirrfaktor bei maximaler Ausgangsspannung (an 75  $\Omega$ )  $\leq 3\%$ , Meßbereiche des in Effektivwerten geeichten Spitzenspannungsmessers (Vollausschlag) 30/10/3/1 V, Stromversorgung aus Wechselstromnetz (48...60 Hz, 100...240 V) mit einer Leistungsaufnahme von etwa 45 VA.

Der HF-Meßgenerator „2159“ von VEB Funkwerk Erfurt liefert im Frequenzbereich 30 kHz...30 MHz (unterteilt in 9 Bereiche) Hochfrequenzspannungen einstellbarer Frequenz und Amplitude an einen Widerstand von 75  $\Omega$ . Ferner können zwischen 0,1 und 1 V stetig einstellbare Spannungen dem eingebauten 400-Hz-/1000-Hz-Generator (maximal 1 V) entnommen werden. Der Generator ist fremd- und (mit 400 Hz  $\pm 5\%$  sowie 1000 Hz  $\pm 5\%$ ) eigenmodulierbar. Der kontinuierlich einstellbare Modulationsgrad wird mittels Röhrenvoltmeters angezeigt. Weitere technische Daten: Fehlergrenze der Frequenz durch Frequenzskala etwa  $\pm 0,5\%$ , HF-Klirrgrenze  $k_2 \leq 2\%$  bzw.  $\leq 3\%$ , HF-Eingangsspannung an Meßbuchse 1...0,1 V unmoduliert und 0,5...0,05 V moduliert, am Meßkabel 100 mV...0,5  $\mu\text{V}$  unmoduliert und 50 mV...0,25  $\mu\text{V}$  moduliert in 5 Dekaden stetig regelbar, Fremdmodulation 20 Hz bis 5% der Trägerfrequenz (jedoch nicht über 10 kHz), Modulationsgrad 0...80% stetig regelbar, Modulationsklirrfaktor  $\leq 5\%$  bei  $m = 50$ , Modulationsspannungsbedarf für maximalen Modulationsgrad etwa 20 V an 10 k $\Omega$  Eingangswiderstand, Stromversorgung mit Wechselstrom (50 Hz, 120/220 V) bei einer Leistungsaufnahme von etwa 100 VA.

Ein Fernseh-Modulationszusatz „7005“ zum UKW-Meßgenerator „2006“ war ebenfalls bei VEB Funkwerk Erfurt zu sehen. Mit diesem Zusatz lassen sich unmodulierte HF-Spannungen von 50 mV mit einem Bildsignal von 1 V<sub>ss</sub> so mischen, daß zur Prüfung von Fernsehgeräten eine modulierte und zwischen 5 mV und 5  $\mu\text{V}$  regelbare HF-Spannung entsteht (Trägerfrequenzbereich 20...240 MHz, Eingangsspannung  $\leq 50 \text{ mV}$ , Modulationsfrequenzbereich 5 Hz...8 MHz).

Der Empfänger-Meßsender „EMS 563“ von VEB Rafena-Werke arbeitet mit einem Topfkreisoszillator in Gitterbasisschaltung, der im Bereich 1590...1910 MHz die UHF-Spannung erzeugt. Die genaue Frequenzanzeige (Unsicherheit  $\pm 1\%$ ) erfolgt mit Hilfe eines Wellenmessers, die Leistungsanzeige über einen Thermoumformer (Ausgangsspannung 5  $\mu\text{V}$  bis 25 mV stetig regelbar, Unsicherheit der Angabe  $\pm 20\%$ ). Der Meßsender ist für Fremdmodulation ausgelegt (200...20000 Hz, Amplituden- und Frequenzmodulation, Modulationsspannung etwa 5 V<sub>eff</sub> für  $\pm 75 \text{ kHz}$  Frequenzhub).

Mit einem neuen Wobbelzusatzgerät „WZG 156“ von VEB Rafena-Werke kann man den Frequenzbereich des Wobbelmeßsenders „WMS 232“ um den ZF-Bereich  $37,5 \pm 9 \text{ MHz}$  und die Videofrequenzen 500 kHz bis 25 MHz erweitern. Der Ausgangspegel bei 100 mV Eingangsspannung ist im Videobereich  $\geq 200 \text{ mV}$  an 75  $\Omega$  und im ZF-Bereich  $\geq 400 \text{ mV}$  an 75  $\Omega$ .

Vorzugsweise für die Impulstechnik entwickelte VEB Funkwerk Köpenick eine Reihe von Generatoren und Hilfsgeräte. Der Rechteckgenerator „RS 1–8“ liefert beispielsweise positive oder negative Rechteckimpulse oder Rechteckwellen.

Der Impulsgenerator „IS 1–8“ dient in Verbindung mit einem Tastgenerator, Eichmarkengenerator oder einem Sinusgenerator zur Erzeugung von definierten extrem kurzen Rechteckimpulsen (20 ns...1,1  $\mu\text{s}$ ) mit einer Folgefrequenz bis 200 kHz. Die Ausgangsamplituden der Impulse sind positiv und negativ regelbar.

Der Doppelimpulsgenerator „IS 2–5“ eignet sich zur Nachbildung von zwei (oder unter Benützung der Mischeingänge von mehreren) Reflexionssignalen, Treppensignalen und zur Bildung von Impulsgruppen.

Mit dem Impulsverzögerer „DT 1–5“ lassen sich Impulse im Bereich von 0,1  $\mu\text{s}$ ...1 s verzögern. Nach Ablauf dieser Zeit liefert er einen Signalimpuls und bei Verzögerungszeiten  $\geq 1 \mu\text{s}$  außerdem einen Rechteckimpuls, dessen Breite veränderbar ist (1...10  $\mu\text{s}$ ).

Der Auslösegenerator „TS 1–8“ ist insbesondere für Geräte der Impulstechnik bestimmt, die keine Eigenauslösung haben. Dem Generator können gleichzeitig positive und negative Nadelimpulse mit verschiedenen Folgefrequenzen (verzögert und unverzögert) entnommen werden.



Für das 3-cm-Band gibt es jetzt bei *VEB Funkwerk Köpenick* noch den Signalgenerator „SS-10“ mit einem maximalen Frequenzbereich von 8700...9550 MHz. Die HF-Leistung (maximal 1 mW) wird dabei im Frequenzbereich 9100...9550 MHz angezeigt. Der Klystron-Generator kann intern durch einen eingebauten Tastoszillator und extern durch einen gesonderten Impulsgenerator getastet werden. Mit Hilfe von eingebauten Dämpfungsgliedern ist die HF-Leistung bis 100 dB zu reduzieren.

### 1.3 Transistor-Meßgeräte

Die fortschreitende Transistorisierung elektronischer Geräte erfordert einfache Meßgeräte zur Überprüfung der Transistoren. Beim *VEB Funkwerk Erfurt* gibt es nun zwei derartige batteriegespeiste Meßgeräte.

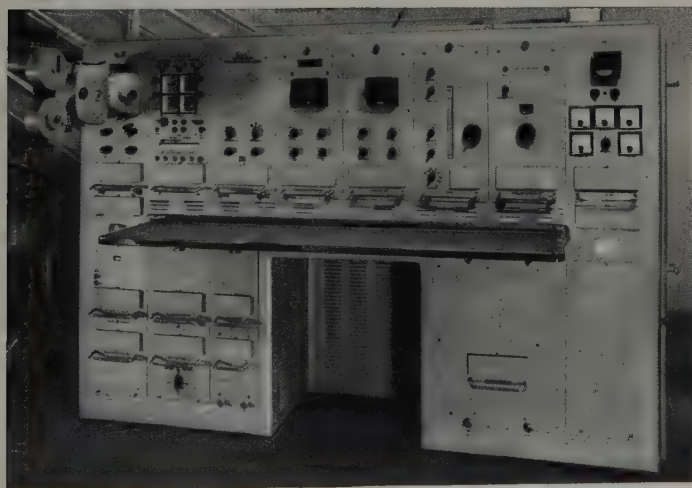
„Transivar 1“ („1019“) ist zur Schnellprüfung von Germaniumdioden und Transistoren für Vorstufen, Treiberstufen und Endstufen mittlerer Leistung bestimmt. Für Germaniumdioden ist eine Prüfung des Durchlaß- und des Sperrverhaltens vorgesehen, bei Transistoren eine Messung des Kollektorreststromes und der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung. Die Skala des Gerätes ist nach einem Arbeitspunkt 4,2 V/1 mA geeicht; ein direkter Vergleich mit den Angaben der Hersteller, die sich meistens auf einen Arbeitspunkt von 5 V/1 mA beziehen, ist daher möglich. Die Messung des dynamischen Kennwertes  $h'_{21}$  erfolgt mit Hilfe eines Gleichstromverfahrens; die erreichte Genauigkeit ist jedoch relativ hoch. Mit einem Batteriesatz ist die Prüfung von etwa 6000 Transistoren durchzuführen. Technische Daten: Meßbereich der Kurzschlußstromverstärkung  $h'_{21}$  etwa 9 bis 200 (Bereich I: 9...50; Bereich II: 25...200) mit Fehlergrenze  $\pm 15\%$ , Meßbereich für Kollektorreststrom, Diodendurchlaß- und Diodensperrstrom 0...1 mA, Meßbereich zur Messung von Kollektorspannung, Durchlaßspannung und Sperrspannung 0...6 V mit Fehlergrenze  $\pm 3\%$  v. E., zulässige Typenleistung der Transistoren etwa 500 mW, Belastung des Transistors beim Prüfvorgang etwa 5 mW.

„Transivar 2“ („1020“) ist für die Schnellprüfung von Flächengleichrichtern und Leistungstransistoren ausgelegt. Flächengleichrichter werden auf Durchlaß- und Sperrverhalten, Leistungstransistoren auf Kollektorreststrom und Großsignal-Stromverstärkung (Gleichstromverfahren) geprüft. Mit einem Batteriesatz lassen sich je nach dem gewählten Kollektorstrom zwischen 250 und 10000 Transistoren prüfen. Technische Daten: Meßbereich der Großsignal-Stromverstärkung  $\alpha'$  16...200 mit Fehlergrenze  $\pm 15\%$ , Meßbereich zur Messung von Kollektorreststrom sowie Durchlaß- und Sperrstrom von Flächengleichrichtern 0...600 mA in 6 Bereichen mit Fehlergrenze  $\pm 3\%$  v. E., Meßbereich zur Messung von Kollektorspannung, Durchlaßspannung und Sperrspannung 0...6 V mit Fehlergrenze  $\pm 3\%$  v. E., zulässige Typenleistung der Transistoren 0,1 bis 50 W.

## 2. Spezial-Meßeinrichtungen

### 2.1 Ionosphären-Registrieranlage

Besonders herausgestellt wurde bei *VEB Funkwerk Köpenick* die automatische Ionosphären-Registrieranlage „SP 3“. Sie dient im Rahmen der Funkausbreitung zur Erforschung der physikalischen Vorgänge in der Ionosphäre. Die von einem impulsgetasteten Sender (Impulsleistung 25 bis 35 kW, Impulsfrequenz 30 Hz, Impulsdauer 100  $\mu$ s) ausgestrahlte HF wird von der leitenden Schicht der Ionosphäre reflektiert und von einem Empfänger als Echsignale wieder aufgenommen. Die eigentliche Bodenwelle erreicht dagegen den Empfänger unmittelbar mit nur sehr geringer zeitlicher Verzögerung. Beide Vorgänge werden auf dem Schirm



Registrierschrank der Ionosphären-Registrieranlage „SP 1“ von *VEB Funkwerk Köpenick*; links oben ist die Registrierkamera erkennbar

einer Katodenstrahlröhre so abgebildet, daß die Höhe in km und die Frequenzen in MHz ablesbar sind. Die Auswertung kann visuell oder nach fotografischer Registrierung erfolgen.

Die stationäre Station arbeitet als Durchdrehsender im Frequenzbereich 500 kHz...20 MHz (Bereichaufteilung: 5/10/20 MHz) und in dem Höhenbereich 0...1500 km (Bereichaufteilung: 250/750/1500 km). Die Durchdrehzeit eines jeden Bereiches ist 30 s.

Es lassen sich durchführen:

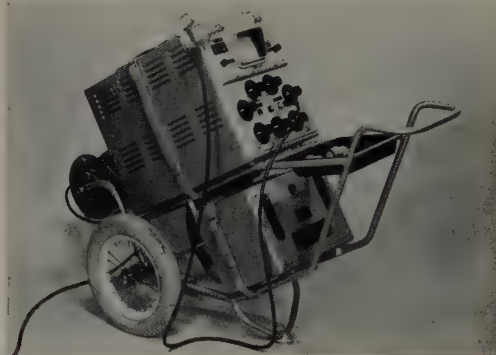
- 1) Beobachten und fotografische Registrierung der Höhen-Frequenz-Charakteristiken.
- 2) Beobachten und fotografische Registrierung der Höhen der Ionosphärenschichten in Abhängigkeit von der Zeit.
- 3) Beobachten der Echoamplituden in Abhängigkeit von der Höhe der Ionosphärenschicht.
- 4) Beobachten und fotografische Registrierung der Amplituden zweier ausgeblendeter Signale in Abhängigkeit von der Zeit zum Vergleich der gegenseitigen Amplitudenverhältnisse.

Mit der Anlage ist je nach Wahl vollautomatischer oder halbautomatischer Betrieb möglich.

Die Gesamtanlage besteht in der Hauptsache aus dem Registriergerät (enthält Sender, Empfänger, Beobachtungs- und Registrierteile, Impulszentrale und Automatik, ferner alle für die automatische Programmdurchführung notwendigen Sicherungs- und Steuerorgane sowie die für die Stromversorgung notwendigen Baueinheiten), dem Steuerschrank (Stromversorgung der Ionosphärenanlage mit Konstanthaltung der Betriebsspannungen) und der Antennenanlage.

### 2.2 Ultraschall

Weiterentwickelte Ultraschall-Prüfgeräte sah man bei zwei Herstellern. *VEB Funkwerk Erfurt* wartete mit dem Gerät „9024“ auf, das im Impuls-Reflexionsbetrieb oder im Impuls-Durchschallungsbetrieb benutzt werden kann. Der zu untersuchende Tiefenbereich liegt zwischen 5 mm und 5 m (6 Meßbereiche: 10/25/50/100/250/500 cm bei Schallgeschwindigkeiten zwischen 3000 m/s und 6500 m/s). Die Ultraschallfrequenz (0,5/1/2/4/6 MHz) ist auf die einzelnen Bereiche abgestimmt. Im Impuls-Reflexions-



Ultraschall-Prüfgerät „9024“ von *VEB Funkwerk Erfurt* auf Transportkarren; unter dem Prüfgerät ist der Signalgeber „9022“ untergebracht

betrieb arbeitet der Quarz des Tastkopfes als Sender und in den Impulspausen als Empfänger. Bei Verwendung von zwei Tastköpfen kann eine Durchschallung von Feinblechen auf Doppelungen vorgenommen werden. Zu dem Gerät gibt es außer dem Normalzubehör (Tastköpfe verschiedenster Art, Meßkabel, Fotostativ usw.) als Sonderzubehör beispielsweise auch den Signalgeber „9022“. Mit dem Signalgeber läßt sich auf dem Schirmbild des Materialprüfgerätes eine Blende einstellen, die den jeweils zu überprüfenden Bereich des Werkstückes markiert (Blendenbreite 10 mm bis 2 m bei Stahl longitudinal, Blendenverschiebung 0...5 m bei Stahl longitudinal). Fällt in diese Blende ein genügend großes Fehlerecho (Empfindlichkeit: Fehlerechohöhe ab etwa 5 mm), dann leuchtet im Signalgeber eine rote Lampe auf. Mit einer Ausgangsspannung von etwa 6 V können ferner weitere Einrichtungen (Hupe, Klingel, Sortiereinrichtung) gesteuert werden. Der Signalgeber entlastet also den Bediener von der ständigen Beobachtung des Schirmbildes. Zu dem ferner erhältlichen Sonderzubehör gehört jetzt auch der vL-Meßzusatz „9023“, mit dem sich die Schallgeschwindigkeit in festen Werkstoffen bestimmen läßt. Die Fehlergrenze der Schallgeschwindigkeitsmessung ist  $\pm 1\%$  bei einer Mindestlänge von  $\geq 30$  mm am Meßzusatz.

Von *VEB Funkwerk Dresden* wurde zum schon bekannten magnetostruktiven Ultraschall-Materialprüfgerät „MPG 1“ der Prüfautomat „MPA 1“ („Observer“) vorgestellt, mit dessen Hilfe eine selbsttätige Sortierung von fehlerbehafteten Prüflingen und die Neuzuführung weiterer Prüflinge möglich ist. Die Kapazität der vollautomatischen Materialprüfanlage ist bei Stangenmaterial beispielsweise 300 Stangen/h.

Für die Echolotanlage „HAG 101“ schuf *VEB Funkwerk Köpenick* ein neues Anzeigergerät. In zwei Bereichen (0...120 m und 0...1200 m) wird die Wassertiefe direkt auf einer großen Kreisskala angezeigt. Bei diesem neuen Gerät kommt jedes ankommende Echo sofort und ohne zeitliche Unterdrückung für Folgeechos zur Anzeige. Die Echolotanlagen des Werkes arbeiten mit 31,5 kHz und einer Impulsdauer von etwa 1 ms; die Impulsfrequenz ist für den ersten Bereich 7,5 Hz und für den zweiten 0,625 Hz.

### 2.3 Schiffs-Radaranlage

Von *VEB Funkwerk Köpenick* wurde die neue Schiffs-Radaranlage „FGS 350“ im praktischen Betrieb vorgeführt. Sie zeichnet sich durch geringes Gewicht und Volumen aus und ist vor allem für kleine Seeschiffe gedacht, aber auch beispielsweise als Zweitanlage für größere Seeschiffe gut geeignet. Die Anlage (Sende- und Empfangsgerät „G 5“) arbeitet mit einem Klystron-Sender auf der Frequenz 9375 MHz (3,2 cm). Die Impulsfrequenz ist 1600 Hz. Die Impulsdauer ist umschaltbar, und zwar



für die Nahbereiche (0,75, 1,5 und 3 sm) auf 0,1  $\mu$ s, und für die Fernbereiche (6 und 12 sm) auf 0,5  $\mu$ s. Die Impulsleistung beträgt 7 kW. Der Empfangsteil hat eine Empfindlichkeit von 25 kT<sub>0</sub>; seine Zwischenfrequenz ist 35 MHz (Bandbreite des ZF-Verstärkers  $\approx$  10 MHz).

Das Sichtgerät „H 5“ ist mit einer 9"-Bildröhre ( $\approx$  23 cm) ausgerüstet. Die Nahaufklärung ist besser als 70 m. Die angegebenen 5 Entfernungsbereiche sind durch Drucktasten wählbar; sie lassen sich kontinuierlich auf das Doppelte dehnen. Zur besseren Bildorientierung sind (ebenfalls durch Drucktasten) Regenenttörung und Seegangentstörung einschaltbar. Nullpunktaufweitung, Vorausmarke, Entfernungsmesser und Handregelung der Reflektorspannung sind einige weitere Vorteile der Anlage. Die Umdrehungszahl der zugehörigen Richtstrahlantenne „A 5“ ist 20 U/min. Für die horizontale Bündelung werden 2° Halbwertsbreite, für die vertikale Bündelung 20° Halbwertsbreite angegeben. Die Nebenzipfeldämpfung ist 23 dB.

Die Stromversorgung erfolgt aus dem Bordnetz über einen Umformer mit einer Stromaufnahme von 0,8 kW. Sekundär werden von dem Eingehäuseumformer 115 V, 400 Hz, 0,5 kVA abgegeben.

Die tropfwasserdichte Anlage ist bis zu einem Schlingerwinkel von  $\pm 50^\circ$  betriebsfähig und kann in geschlossenen Räumen bei Umgebungstemperaturen zwischen 0° und  $+55^\circ$  C eingesetzt werden (Antenne bei Umgebungstemperaturen zwischen  $-30^\circ$  und  $+70^\circ$ ).

## 2.4 Kernphysikalische Meßgeräte

Eine Übersicht über die von VEB Vakutronik hergestellten kernphysikalischen Meßgeräte gab eine Sonderausstellung in einem Pavillon. Aus dem umfangreichen Bauprogramm der Strahlungsmeßgeräte für Laboratorien seien beispielsweise erwähnt das kleine Strahlungsmeßgerät „VA-M-14“ (Auflösungszeit 30  $\mu$ s, Zählgeschwindigkeit für periodische Impulsfolgen max. 30.000 Imp/s), der Strahlungsmeßplatz „VA-M-16“ (für Messungen mit Zählrohren und Szintillationszählern verwendbar; zusammengefaßte Baueinheiten: elektronisch stabilisierte Hochspannung, Zählverstärker, elektronischer Zähler, elektronischer Zeitmesser; Eingangsempfindlichkeit 2 mV...20 V; Auflösungszeit 10  $\mu$ s; Zählgeschwindigkeit  $10^5$  Imp/s; Anzeige der gespeicherten Impulse mittels 5 Dekaden-Zählrohren und Impulsvorwahl bis  $10^5$  Imp; quartzgesteuerte Zeitmessung 0,001...99,999 min mit Anzeige der Meßzeit mittels 5 Dekaden-Zählrohren und Zeitvorwahl 0,1...60 min; Anschlußmöglichkeiten für Impulsdichtemesser, automatischen Probenwechsler, Zeitdrucker, Kabelanpassungsstufe und Fernbedienung), der Strahlungsmeßplatz „VA-M-15“ (enthält außer dem elektronischen Zeitmesser die gleichen Baueinheiten wie „VA-M-16“; Zeitmessung mit Stoppuhr, Zeitvorwahl mit Schaltuhr möglich).

Für den industriellen Einsatz mit Isotopen gibt es ein Gamma-Relais „VA-T-64“ für Strahlenschranken (Füllstandskontrolle, Schütthöhennmessung, Zugsicherung, Zugschlußmeldung usw.), das als Strahlenindikator mit Halogenzählrohren arbeitet, zur sicheren Auslösung einen Strahlenpegel von  $>0,5$  mr/h benötigt und dessen Ausgangssignal auf eine Signallampe, einen Steuerkontakt oder einen Fallbügelregler wirkt. Ebenfalls für den industriellen Einsatz hat sich das Flächengewichts-Meßgerät „VA-T-70“ zur berührungslosen Bestimmung des Flächengewichts oder der Dicke von ruhenden oder bewegten bandförmigen Materialien bewährt (Meßbereiche bei  $^{204}$ Tl etwa 50...1000 g/m<sup>2</sup>, bei  $^{90}$ Sr etwa 200...6000 g/m<sup>2</sup> Meßunsicherheit 1% im optimalen Meßbereich, Zeitkonstante 1,5 s).

Bei den Meßgeräten für den Strahlenschutz ist u.a. die aus zwei Baueinheiten bestehende und auf Lenkrollen fahrbare Luftüberwachungsanlage „VA-T-81“ neu. Mit dieser Anlage ist eine fortlaufende Registrierung des radioaktiven Aerosolgehaltes der Luft (getrennt nach  $\alpha$ - und  $\beta$ -Aktivität) durchzuführen. Es lassen sich unmittelbar bei der Bestaubung eines Filterbandes die Aktivitäten erfassen (Momentankontrolle) und außerdem kann nach einer bis zu 3 Tagen einstellbaren Zeitverzögerung eine nochmalige Messung der Aktivitäten vorgenommen werden. Die von den Zählrohren abgegebenen Impulsraten zeigen 3 lineare Impulsdichtemesser an, und sie werden mit Hilfe eines Dreifarben-Kompensations-Punktschreibers aufgezeichnet. Der Schreiber hat einstellbare Kontakte für eine optische und akustische Alarmauslösung.

Ergänzungen bei den Zählrohren erstrecken sich hauptsächlich auf ein neues Gamma-Zählrohr „VA-Z-241“ mit Schwermetallkatode und ein Fensterzählrohr „VA-Z-330“ für weiche Röntgenstrahlung.

Aus den vielfältigen sonstigen Geräten sei noch auf eine neue Duoplasma-Ionenquelle nach M. von Ardenne hingewiesen, die 100 mA bei 60-kV-Protonen liefert.

## 2.5 Elektrische Messung nichtelektrischer Größen

Auf dem Gebiet der elektrischen Messung mechanischer Größen sah man manche Neuentwicklung, so zum Beispiel bei VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow induktive Einbau-Meßwertgeber in vier verschiedenen Größen. Diese mechanisch-elektrischen Meßwertwandler zur Messung geradlinig verlaufender Wegänderungen (Wege, Kräfte, Beschleunigungen) sind als Differentialtransformator geschaltet, deren Primärspule mit Wechselspannungen (Trägerfrequenzen zwischen 50 Hz und 10 kHz) gespeist wird. Aber auch bei anderen Werken gab es für Fernmeßzwecke manches Neue, so zum Beispiel bei VEB Elektro-Apparate-Werke, Berlin-Treptow, ein transistorisiertes Impuls-Frequenz-Fernmeßgerät.

VEB Funkwerk Dresden entwickelte das Tonfrequenzspektroskop „TFS 1-2“, mit dem Schwingungsvorgänge (zum Beispiel an Maschinen, Fundamenten, Kugel- und Wälzlager) untersucht und die dabei auftretenden Frequenzspektren analysiert werden können. Mit dem Gerät lassen sich Gemische im Frequenzbereich von 0...19,5 kHz schnell auflösen und sichtbar machen. Durch die angewendete sprunghafte Wobbelung der Trägerfrequenz erscheinen die frequenzzugehörigen Amplituden des Tongemisches als senkrechte Linien nebeneinander auf der Oszillografenröhre. Das Gerät hat zwei Frequenzbereiche, und zwar 0...950 Hz und 0...19 kHz. Im Bild erscheinen in Abständen von 50 Hz beziehungs-

weise 500 Hz Frequenzmarken. Die Mindesteingangsspannung ist  $>10$  mV, die maximale Eingangsgleichspannung 250 V und die maximale Eingangswechselspannung 20 V. Die Meßunsicherheit des Gerätes ist  $\pm 10\%$ .

Zur Zählung von Stückzahlen, Umdrehungen, Federschwingungen, Kolbenhüben usw. bis zu einer Zählgeschwindigkeit von 100.000 Vorgängen je Sekunde ist jetzt bei VEB Funkwerk Erfurt ein Geradeauszähler „3501“ erhältlich, der überall dort eingesetzt werden kann, wo mechanische Zählwerke nicht mehr verwendbar sind. Das Auflösungsvermögen des Geradeauszählers ist etwa 5  $\mu$ s. Er hat wahlweise positive oder negative Ansprechpolarität bei Eingangsspannungen positiv beziehungsweise negativ 0,5...100 V. Die Start- und Stoppsignale können entweder von Hand durch Drucktasten oder durch negative Impulse erfolgen. Die Rückstellung ist gleichfalls von Hand mit Drucktaste oder von außen durch mechanischen Kontakt möglich.

Geradeauszähler „3501“  
(VEB Funkwerk Erfurt)



Bei dieser Gelegenheit sei auch auf eine neue Zählröhre E 3 der Deutschen Glühlampen-Gesellschaft Pressler, Leipzig, hingewiesen, die sich speziell für Ringzähler bewährt hat. An zehn im Kreis angeordneten Anoden leuchtet jeweils eine Glühlampe auf. Die E 3 hat Stahlröhrensockel. Der Durchmesser des Kolbens ist 37 mm, die Höhe 43 mm. Als technische Daten der Röhre wurden genannt: Zündspannung  $\leq 325$  V, Betriebsspannung  $\geq 350$  V, maximale Zählfrequenz  $\geq 10$  kHz, Anodenstrom 1...2 mA, Eingangs-Impulsspannung  $\approx -35$  V, Ausgangs-Impulsspannung  $\approx 5$  V.

## 3. Steuerungs- und Regelungstechnik

Eine umfangreiche Gemeinschaftsentwicklung von Institut für Regelungstechnik (WTBG), Berlin, dem VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow sowie weiteren Werken wurde mit dem IEB-System vorgestellt (internationales einheitliches Baukastensystem). Bei diesem System sind die Ein- und Ausgangsgrößen der verwendeten Hilfsenergie und die Einbau- und Anschlußmaße einheitlich festgelegt worden, so daß ein Austausch und eine Erweiterung ohne weiteres möglich sind. Die Geräte des Systems wurden im pneumatischen Zweig für einen einheitlichen Druck von 0,2...1 kp/cm<sup>2</sup> und im elektrischen Zweig für 0...20 mA, 24 V Gleichstrom festgelegt. Je nach der zu lösenden Aufgabe können die einzelnen Bausteine (Meßumformer, Misch- und Leistungsverstärker, Rechen- und Zeitglieder usw.) zu Meß-, Registrier-, Stell- und Steuerungseinrichtungen und zu Reglern mit jedem Regelverhalten kombiniert werden.

Eine ganze Reihe von Ergänzungsgeräten für das pneumatische IEB-System zeigte dabei VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow (Differenzdruck-Transmitter, P-Vorsatz, PI-Vorsatz, Stellungs- und Rückführgeber, Frequenzgeber, Stellmotoren usw.). Dasselbe Werk brachte auch für die hydraulische Regelung mancherlei Ergänzungen (Folgesteuerkolben, Fernsteuerkolben usw.). Vom VEB Meßgerätewerk, Quedlinburg, wurde unter anderem ein explosionsgeschütztes elektro-pneumatisches Steuerrelais entwickelt, das über ein Drehspulsystem einen äquivalenten Steuerdruck zur Verfügung stellt (I-Eingang 0...10 mA, Ausgang Druckluft 0,1...1 kp/cm<sup>2</sup>).

VEB Intron, Leipzig, wartete mit einem umfangreichen Programm elektronischer Steuerungen für verschiedene Vorgänge auf (Programmsteuerungen für Zuckerzentrifugen, Helligkeits-Steuergeräte, Steuerverstärker für Antriebsregelungen, Füllstandsanzeiger, kapazitive Kraftstoffmessung für Flugzeuge usw.). Die neue Flammenüberwachungsanlage für Öl- und Gasfeuerung von VEB Intron arbeitet nach einem Frequenzverfahren. Ein Photowiderstandsempfänger „FE 3/1“ spricht auf die Schwankungsfrequenz der Flammenhelligkeit an (größere Sicherheit gegenüber Verfahren, die nur mit der Flammenhelligkeit arbeiten). Beim Ausfall der Flamme schaltet das Selektivschaltgerät „SS 1“ ein Steuergerät, von dem nach einer einstellbaren Zeit (1...25 s) über eine Hochspannungs-Zündfunkenstrecke versucht wird, die Flamme wieder zu zünden. Mit Hilfe von Thermostaten, Kontaktthermometern, Kontrollgeräten für Wassermangel, Dampfdruck und dgl. ist die Steuerung der Anlage auf Temperatur, Wassermenge oder Dampfdruck möglich.

Auf dem Stand von WTBG fand man noch eine umfangreiche Betriebskontrollanlage. Analog- und Summierwerke, Digitalumsetzer und Ergebnisanzeige in gedruckter und gelochter Form lassen vielseitige Kontroll- und Steuerungsmöglichkeiten zu. So sind die Sollwerte einer Fertigung so zu überwachen, daß bei Überschreiten von Grenzwerten ein Signal erfolgt.

Aus den vielen weiteren Weiterentwicklungen in dieser Gruppe sei noch auf eine neue Typenreihe von magnetischen Leistungsverstärkern mit Textur- und Verstärkerdrosseln von VEB Prüfgerätewerk Weida und ferner darauf hingewiesen, daß VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow das Angebot an verschiedensten Schwingtischen auch um den Schwingtisch „St 80“ (20...80 Hz) ergänzen konnten. Der genannte Schwingtisch wird insbesondere in der Rundfunk-, Fernsehgeräte- und Fernsprechindustrie zur Geräteprüfung verwendet.

jü





## SILIZIUM-PHOTOELEMENTE

Extrem hohe Leistung, etwa  $8 \text{ mW/cm}^2$  bei 100000 Lux

Sehr hohe Konstanz selbst bei hohen Beleuchtungsstärken, nutzbarer Spektralbereich von 300—1800 nm, Arbeitsbereich  $-60$  bis  $+175^\circ \text{C}$ , Photostrom nahezu temperaturkonstant, angelötete Abnahmedrähte, Trägheit kleiner als 0,01 sec., 30 verschiedene Typen in allen Größen, Vielfachzellen für Spannungen bis zu 30 Volt, Zellenbatterien zur Ladung von Akkumulatoren

Verlangen Sie Liste 1 Si/ER

Spezialfabrik lichtelektrischer Zellen und Apparate

**Dr. B. LANGE**

Berlin-Zehlendorf, Hermannstr. 14-18, Fernruf 843051

Drahtanschrift: Photozelle Berlin • Fernschreiber 018 3163

## ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS  
PROGRAMMSTEUERUNGEN  
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-  
EINRICHTUNGEN UND ANDERE  
ANWENDUNGEN  
KONTAKTSCHUTZRELAIS  
SCHWEISSZEITBEGRENZER  
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

**VONA**



**GEBR. v. ALTEN**

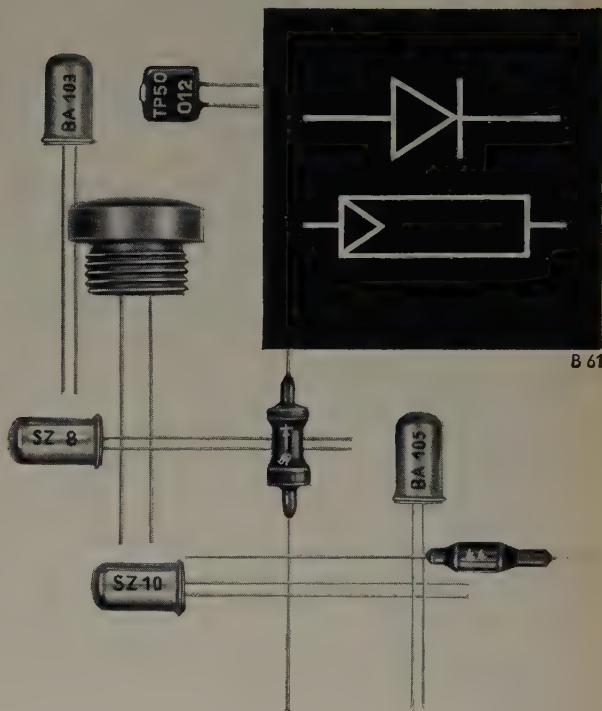
KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 04 15814



**SIEMENS**

## HALBLEITER



### Für jeden Zweck Siemens-Dioden

Ob für kommerzielle Anwendungen oder für die Rundfunk- und Fernsehindustrie – zu jedem Anwendungsfall finden Sie in unserem umfassenden Lieferprogramm die geeignete Diode.



**Germanium-Richtleiter**



**Silizium-Dioden**



**Germanium-Fotodiode**

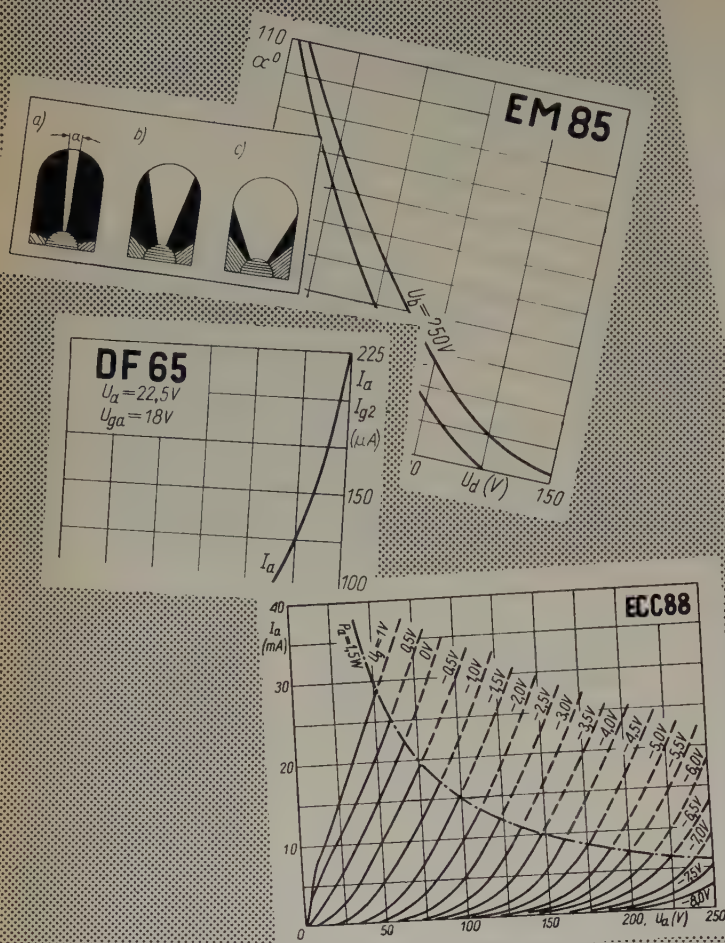


**Silizium-Solarelement**

**SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT**

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE





**Annähernd  
20 000  
Elektronenröhren  
und  
Halbleiterelemente  
aus aller Welt**

nach dem Stande vom Januar 1960  
enthält das soeben erschienene

# UNIVERSAL VADE-MECUM

Mit einer Anleitung in Deutsch, Englisch, Französisch, Italienisch, Polnisch, Russisch und Spanisch bringt das UNIVERSAL RÖHREN-VADE-MECUM die Daten im Inland und Ausland hergestellter Röhren und Halbleiter, die in Rundfunk- und Fernsehempfängern, in fernmeldetechnischen Meß- und Zählgeräten sowie in Rundfunksendern (bis 500 W Anodenverlustleistung) Verwendung finden. Es enthält etwa 5000 Kennlinien und Schaltbeispiele, ferner Maßangaben von annähernd 20 000 Röhren- und Halbleitertypen.

Die Röhren und Halbleiter sind in übersichtlicher Weise gekennzeichnet in

- Röhren, die nicht mehr hergestellt werden
- Röhren älterer Produktion, die jedoch noch vielfach verwendet werden
- moderne Röhren

Neuzeitliche sowie allgemein verwendete Röhren sind, ähnlich wie in Herstellerprospekten, außer mit vollständigen technischen Daten auch mit den wichtigsten Kennlinien aufgeführt.

Die international üblichen Symbole werden im UNIVERSAL RÖHREN-VADE-MECUM benutzt.

Alle Röhren sind nach einem übersichtlichen System geordnet. Der besondere Vorteil dieser Anordnung ist, daß äquivalente Röhren aller Hersteller und Röhren mit ähnlichen Daten jeweils in einer Gruppe zusammengefaßt sind.

Das UNIVERSAL RÖHREN-VADE-MECUM ist ein wertvolles und unentbehrliches Nachschlage- und Informationswerk für den Ingenieur und Techniker in der Entwicklung und Konstruktion, im Labor, im Service und im Fachhandel.

**1320 Seiten • Format 30 x 21 cm • Gewicht 3,4 kg • Ganzleinen 79,80 DM (US \$ 19,—) zuzüglich Versandkosten**

Zu beziehen durch:

*Spezialprospekt auf Anforderung*

**HELIOS LITERATUR-VERTRIEBS-GMBH • Berlin-Borsigwalde • Eichborndamm 141-167**

Fernruf: Sammelnummer 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählerdienst 03 11) • Fernschreiber: 01 84352 fachverlage bln  
Telegramm-Adresse: Heliosbuch Berlin



## R. Schiffl 25 Jahre bei Telefunken

Am 1. April 1960 beging Dipl.-Ing. Rudolf Schiffl, Leiter der technischen Abteilung des Telefunken-Röhrenvertriebes, sein 25jähriges Dienstjubiläum. Nach dem Studium an der Technischen Hochschule Dresden und anschließender Tätigkeit als Tonfilm- und Revisionsingenieur bei der Ufa trat Schiffl 1934 in die Dienste der Telefunken GmbH in Berlin und bearbeitete zunächst Patentangelegenheiten für die Rundfunkentwicklung. Es folgten weitere Jahre als Sachbearbeiter und Abteilungsleiter. Nach Kriegsende war Schiffl vorübergehend Laborleiter im Röhrenlabor des Oberspreewerkes Berlin und übernahm dann für einige Jahre als Entwicklungsingenieur anderweitige Aufgaben in der elektrotechnischen Industrie. 1950 kehrte er zu Telefunken zurück und leitet seitdem im Rahmen des Röhrenvertriebes in Ulm den technischen Kundendienst. In der deutschen und teilweise auch ausländischen Rundfunkindustrie ist Schiffl als fachkundiger Berater seit vielen Jahren bekannt und hat sich durch Vorträge und Veröffentlichungen in der Fachpresse internationales Ansehen erworben.

## Neues Graetz-Werk in Dortmund

Die Graetz KG wird im Juni 1960 ein weiteres Werk in Betrieb nehmen. Es handelt sich dabei um ein Zulieferwerk für die beiden Endmontagewerke Altena und Bochum, das in den nicht mehr benutzten Gebäuden der Schachtanlage Dorstfeld (Harpener Bergbau-AG) in Dortmund eingerichtet wird und zunächst etwa 800 Personen beschäftigen soll.

## Erweiterungsbau bei den Keramischen Werken der Valvo GmbH

Bei den Keramischen Werken der Valvo GmbH in Hamburg-Langenhorn fand am 8. April auf einem neuerworbenen Gelände das Richtfest für eine neue Werkhalle mit 7000 m<sup>2</sup> Grundfläche und annähernd 50000 m<sup>3</sup> umbautem Raum statt. Im Langenhorn-Werk, das gegenwärtig etwa 1300 Personen beschäftigt, werden keramische Kondensatoren für verschiedene Anwendungen des HF-, NF- und Hochspannungstechnik sowie Bauteile aus magnetischen Werkstoffen hergestellt. Für die Fertigung dieser Bauteile aus magnetischen Werkstoffen ist das neue Fabrikgebäude eine Erweiterungsmöglichkeit, die 300 Arbeitsplätze enthält. Aus hartmagnetischen Werkstoffen (Ferroxdure) stellt Valvo unter anderem Korrektionsmagnete für Fernsehempfänger, Magnete für Spielzeuge, Haftmagnete, Zündmagnete für Verbrennungsmotoren und in besonders großem Umfang Magnete für Fahrrad-Dynamos her. Weichmagnetische Werkstoffe (Ferroxcube) finden in Kernen für HF-Spulen, Antennenstäbe, Übertrager, Speicher und Drosseln Anwendung.

## Fernseh-Umschaltungen mit Herkon-Kontakten

Seit einiger Zeit werden die Programme im Fernsehen nicht mehr im Videoband, sondern in der 70-Megahertz-Ebene umgeschaltet. Hierzu wurde von der Standard Elektrik Lorenz AG ein schneller Koaxialschalter entwickelt, der den für derartige Schaltaufgaben hergestellten hermetisch abgeschlossenen Kontakt (Herkon) enthält. Dieser Schalter arbeitet mit einer Umschaltzeit von 1...2 ms und wird direkt in das Koaxialleitungssystem eingebaut. Das erspart die vorher bei der Umschaltung im Videoband üblichen De- und Neumodulationen. Ähnliche Kontaktschaltungen enthält auch ein automatisch arbeitendes Schutzgerät, mit dem die Übertragungskanäle der Richtfunkverbindung überwacht und bei Überschreiten des Soll-Pegels oder bei Ausfall auf Ersatz umgeschaltet werden.

## „das magische band“ — ein Film über die Anwendung des Magnettonbandes

Seitdem der Öffentlichkeit auf der Rundfunkausstellung 1934 zum erstenmal das von der BASF in Zusammenarbeit mit der AEG entwickelte Tonband vorgestellt wurde, sind fast 25 Jahre vergangen. Damals eine technische Sensation, deren Bedeutung wohl nur Fachleute erkannten, ist das Magnettonband heute ein Gebrauchsgegenstand geworden, der jedem bekannt ist. Weniger bekannt sind jedoch die Anwendungsmöglichkeiten, die sich das Tonband in der modernen Technik erobert hat. Einige dieser Anwendungen zeigt dieser Film, und er zeigt sie in Bildern, die bewußt von der üblichen Darstellung abweichen, die aber gerade daher um so einprägsamer sind.

Nach einigen historischen Beispielen von Tonaufzeichnungen — die Schlußminuten einer Fußballweltmeisterschaft, Lindberghs Atlantikflug, Carusos Belkanto und die Stimme des greisen Kaisers Franz Josef — beginnt der Film mit seinem eigentlichen Thema, der Anwendung des Tonbandes. Daher werden über die Herstellung der Bänder auch nur wenige, typische Bilder gezeigt. Aus dem großen Anwendungsgebiet wurden einige prägnante Beispiele ausgewählt: Tonaufnahmen auf einer Expedition, Aufzeichnung von Fernsehbildern auf Magnetband, Steuerung von Maschinen, Anwendung des Magnettonbandes bei der Erdölsuche, der Flugsicherung und zur Impulsspeicherung in elektronischen Rechenmaschinen. Besonders erwähnt sei die Darstellung der Anwendung des Tonbandes in der elektronischen Musik mit dem vom Akustischen ins Optische übersetzten Thema „Ein Mensch geht“, bei der der Film weit über den Rahmen einer Berichterstattung hinausgeht.

„das magische band“ wurde bei den Industriefilmtagen in Berlin im Herbst 1959 uraufgeführt und dabei mit dem ersten Preis ausgezeichnet. Außerdem erhielt der Film die Sonderpreise für die beste Regie, die beste

Kameraführung und den besten Kommentar sowie ferner bei den „Journées Internationales du Film Technique, Industriel et Agricole“ in Rouen in der Gruppe „Filme d'information sur un Produit ou une Fabrication“ einen Oscar.

## Plastik-Transistoren

Auf die Moskauer Meldung hin, daß es gelungen sei, einen Kunststoff-Halbleiter zu entwickeln, wurde kürzlich in New York erklärt, daß auch mehrere amerikanische Firmen auf diesem Gebiet tätig seien. Bei den Arbeiten werden polymere Verbindungen erhitzt oder einer energiereichen Strahlung ausgesetzt, wobei sich p- oder n-Stoffe ergeben. Die amerikanischen Firmen sollen jedoch erklärt haben, daß man bisher bei diesen Arbeiten nur geringe Fortschritte erzielt habe und daß zur Zeit noch wenig Hoffnung bestehe, die herkömmlichen Halbleiter und insbesondere Transistoren durch Plastik-Halbleiter zu ersetzen.

## Transistoren PT 900 und PT 901 mit „Kamm-Emitter“

Einen neuartigen Transistoraufbau hat Pacific Semiconductors Inc. entwickelt, der die Leistung von Transistoren gegenüber vergleichbaren Typen erheblich steigert. In Verstärkerschaltungen soll sich die Verlustleistung für Frequenzen bis 50 MHz mit Hilfe des Kamm-Emitters auf 125 W steigern lassen. Die neue Form des Emitters ergab sich aus der Tatsache, daß bei hohen Frequenzen nur die Ränder eines Emitters wirksam sind. Die Kammform ergibt die größtmögliche Randlänge. Der neue Kamm-Transistor wird vorerst in den beiden Typen PT 900 und PT 901 geliefert und soll vor allem für Oszillator-, Schalt- und Verstärkerstufen hoher Ausgangsleistung Anwendung finden. Als Preis für die beiden Typen werden je 150 \$ genannt.

Es handelt sich um npn-Mesa-Transistoren mit Kollektor-Basisspannungen von max. 140 bzw. 80 V. Der Kollektorstrom liegt bei max. 15 A (Spitze), die Verlustleistung bei max. 125 W.

Das Ziel weiterer Entwicklungsarbeiten ist die Entwicklung von Leistungstransistoren für Frequenzen bis zu 50 MHz mit Strömen von 10, 20, 50 und 100 A. Labormuster eines 50-A-Transistors, der mit Wasserkühlung arbeitet, sollen bereits existieren; man erwartet eine Verlustleistung von 2500 W.

## Transitron gründet europäische Vertriebsgesellschaft

Die Transitron Electronic S.A., die eine Vertriebsgesellschaft der Transitron Electronic Corp., Wakefield, Mass., USA, ist, wurde mit dem Hauptsitz in Zug (Schweiz) und mit Niederlassungen in London, München und Paris gegründet. Die Anschrift der Münchener Vertretung ist Transitron Electronic GmbH, München 5, Corneliustr. 12. Verkaufsleiter ist Herr Horst Schreiber. Zweck der Vertriebsorganisation ist es, den europäischen Markt stärker als bisher zu erfassen.

# ANGEWANDTE ELEKTRONIK

## RC-Generator „G.M.W. 20“

Dieser RC-Generator der L.E.A. (Laboratoire Electro-Acoustique) zeichnet sich durch seinen kleinen Klirrfaktor von 10<sup>-4</sup> und durch die hohe Stabilität der abgegebenen Spannung und Frequenz (20...20000 Hz) aus.



Die Ausgangsimpedanz ist 600 Ω, unsymmetrisch. Der Generator ist vorteilhaft mit dem „Qualiscope“ (ELRU-Information 99) zu verwenden, das einen hochempfindlichen Verzerrungsmesser und einen sehr genauen Pegelmesser enthält. Außerdem liefert diese Firma weitere Präzisions-Meßgeräte für Fernmeldeanlagen und Industrie, wie z.B. Universal-Meßbrücken, Frequenzanalysatoren, Lärm- und Geräuschmeßgeräte.

ELRU-Information 117

## Potentiometer-Schreiber

Der Tintenschreiber „PE 2500“ von AOP ist hauptsächlich zur Messung und Registrierung von Spannungen bestimmt und eignet sich wegen seiner robusten Ausführung in gleicher Weise zum Einsatz in Labor und Werkstatt. Mit Wandlern, die nichtelektrische Größen in elektrische Spannungen



gen umformen, lassen sich auch Druck, Geschwindigkeit, Temperatur usw. messen. Wegen der hohen Einstellgeschwindigkeit des elektrischen Systems sind Wechselspannungen mit Frequenzen unterhalb 1 Hz ebenfalls meßbar. Die zu messende Spannung wird einer veränderbaren ge-  
eichten Spannung in einer Kompensationsschaltung gegenübergestellt, in der die Spannungsdifferenz zwischen der unbekannten Spannung und der Vergleichsspannung an einem Motor liegt, der die Schreibfeder und den Potentiometerabgriff bewegt. Die sechs Meßbereiche sind 2,5/10/25/100/250/1000 mV, die Meßgenauigkeit ist 0,5%, der Eingangswiderstand 400 000  $\Omega/V$ . Das Schreibwerk ist in zwei Bereichen für Schreibgeschwindigkeiten bis 1,5/3/6/12/24 cm/h und cm/min ausgelegt.

ELRU-Information 118

### Gleichstrom-Kleinstmotoren

*Brion, Leroux & Cie.* liefert Permanentmagnet-Kleinstmotoren für Gleichstrom in staub- und spritzwassergeschütztem Metallgehäuse, die sich besonders durch kleine Abmessungen und Gewichte auszeichnen, kleinen Anlaufstrom (< 1 mA), großen Wirkungsgrad (85%) sowie geringe Trägheit und Zeitkonstante haben. Drehzahl und Spannung sind einander proportional, auch bei Betrieb als Generator. Die drei Typen benötigen für 3000 U/min (Nennzahl) eine Klemmenspannung von 5, 10 oder 25 V, wobei das Drehmoment 1 g cm ist. Die maximale Drehzahl ist 6000 U/min, die Gesamtlänge einschließlich angebaute Getriebes und Wellenstumpfs ist 77 mm, der größte Durchmesser 35 mm, das Gewicht 110 g (75 g ohne Getriebe). Serienmäßig werden drei verschiedene Getriebe für 1:18, 1:50 und 1:150 geliefert. Die Motoren sind 5 s lang mit dem Dreifachen ihrer Nennwerte überlastbar.

ELRU-Information 119

### Zeitrelais mit Synchronmotoren

Für Einstellzeiten in verschiedenen Bereichen zwischen 1 s und 24 Std. werden von *Alkan & Sinay* Zeitrelais mit Synchronmotoren hergestellt, die bis zu 4 Kontakte mit bis zu 40 A Belastbarkeit enthalten. Beim Typ „M“ genügt ein einfacher Impuls, um einen Stromkreis für die Dauer der eingestellten Zeit zu öffnen oder zu schließen. Danach läuft das Gerät in seine Ruhestellung zurück und ist für einen erneuten Impuls bereit, in gleicher Weise zu funktionieren. Im Falle einer Unterbrechung der Stromversorgung bleibt das Zeitrelais stehen und läuft bei Wiederkehr der Spannung für den Rest der eingestellten Zeit weiter. Der Typ „R“ schließt einen Stromkreis am Ende der eingestellten Zeit und setzt damit gleichzeitig einen Kontaktgeber zur selbsttätigen Stromversorgung in Betrieb, dessen Ruhekontakt die Stromversorgung des Zeitrelais zunächst unterbricht. Das Relais gelangt so in die Nullstellung, und der abgelaufene Vorgang wiederholt sich.

ELRU-Information 120

### Geiger-Müller-Zählrohre „Halogène“

Die von der *L. C. T. (Laboratoire Central de Télécommunications)* hergestellten Geiger-Müller-Zählrohre „Halogène“ umfassen die Typen 3 G 12 C, 3 G 3 C, 3 G 5, 3 G 6 für Gamma-Strahlung, wobei der Typ 3 G 6 für besonders intensive Strahlung geeignet ist, sowie den Typ 3 B 17 C für Beta-Strahlung mit mehr als 0,5 MeV. Die einzelnen Typen unterscheiden sich in ihren technischen Daten und Abmessungen.

ELRU-Information 121

### Kapazitätsmeßgerät „Picomètre“

Besonders zur Messung sehr kleiner Kapazitäten, wie sie beispielsweise zwischen den Elektroden innerhalb der Röhren vorkommen, ist das „Picomètre“ Typ „Pi-M1“ von *L'Electronique Appliquée* geeignet. Der Meßbereich erstreckt sich in vier Teilbereichen von 0...60 pF. Die Meßfrequenz ist 1 MHz.

ELRU-Information 122

### Relaisröhre ER 32 für Gleichspannung

Es handelt sich bei der ER 32 um eine Gasentladungsröhre der *Elesta AG* mit kalter Molybdänkatode, die außer der Anode noch zwei gleichwertige Starterelektroden und eine Hilfsanode zur Verkürzung der Zündzeiten hat. Die Speisung des Anodenkreises erfolgt mit Gleichspannung, die des Starterkreises mit Gleich-, Wechsel- oder HF-Spannung. Die Zündspannung Katode—Anode ist 460 V (max. 550 V) und so hoch gewählt, daß die gleichgerichtete Netzspannung zur Anodenspannungsversorgung ausreicht, und die Zündspannung Katode—Starter liegt bei 130 V. Der Mittelwert des Katodenstroms ist 8 mA (max. 15 mA) und reicht zur Betätigung von normalen Kleinrelais aus. Der Minimalwert des Katodenstroms von 5 mA darf nicht dauernd unterschritten werden, damit Vollbedeckung der Katodenvorderseite mit Glimmlicht und damit Konstanz der Starterzündspannung gewährleistet ist. Kurzzeitige Stromspitzen bis zu einigen Ampere sind zulässig, die Katode darf aber höchstens rotglühend dabei werden.

ELRU-Information 123

### Berichtigung

#### Transistorstabilisierte Netzgeräte

Auf Seite 55 oben links (Heft 2/60) muß es richtig heißen:

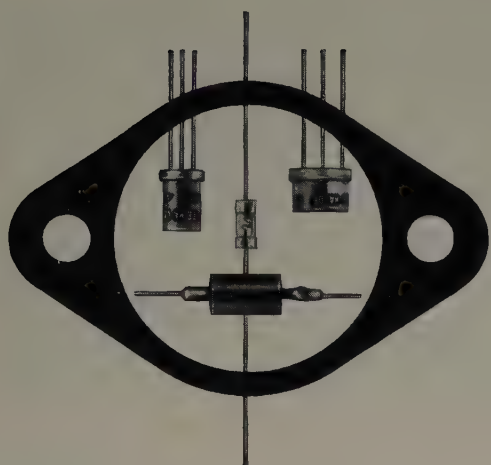
$$\left| \frac{\Delta U}{U} \right| \leq 0,05 \% ; \sigma \approx 200$$

$$\left| \frac{\Delta U}{U} \right| \leq 0,2 \% ; R_i < 200 \text{ m}\Omega$$

Empfänger- und Verstärkerröhren  
Fernseh-Bildröhren  
Germanium-Dioden  
Silizium-Dioden  
Transistoren  
Spezialröhren  
Mikrowellen-Röhren  
Oszillographen-Röhren  
Klein-Thyratrons  
Kaltkathoden-Röhren  
Photozellen  
Stabilisatoren  
Senderröhren  
Vakuum-Kondensatoren

**TELEFUNKEN**  
ROHREN-VERTRIEB  
ULM-DONAU





SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRAHTWERKE A.G. NÜRNBERG



Neuzeitliche, vollautomatische Fertigungseinrichtungen erfüllen die Forderung nach Stabilität und hoher technischer Güte der TE-KA-DE-Halbleiter. Das erweiterte Verkaufsprogramm der TE-KA-DE umfaßt: Germanium- u. Silizium-

Dioden – u.a. Varicaps – in Allglas- und Keramik-Ausführung, NF-Vorstufen- u. Leistungstransistoren nach Stromverstärkung u. Spannungsfestigkeit gruppiert, ferner Kupferoxydul-Messgleichrichter und Modulatoren aller Schaltungsarten.

- Maximale Leistung bei minimalem Platzbedarf
- Betrieb mit nur einer Batterie
- Keine Mehrfach-Anschlüsse
- Absolut sicherer Kontakt
- Grösstmögliche Leistung des Geräts



- Spezialbatterie für Transistoren
- Bewährte Zuverlässigkeit
- Praktisch für den Verbraucher
- Grössere Lebensdauer bei niedrigeren Kosten
- Überall in der Welt erhältlich

Die logische Wahl ist

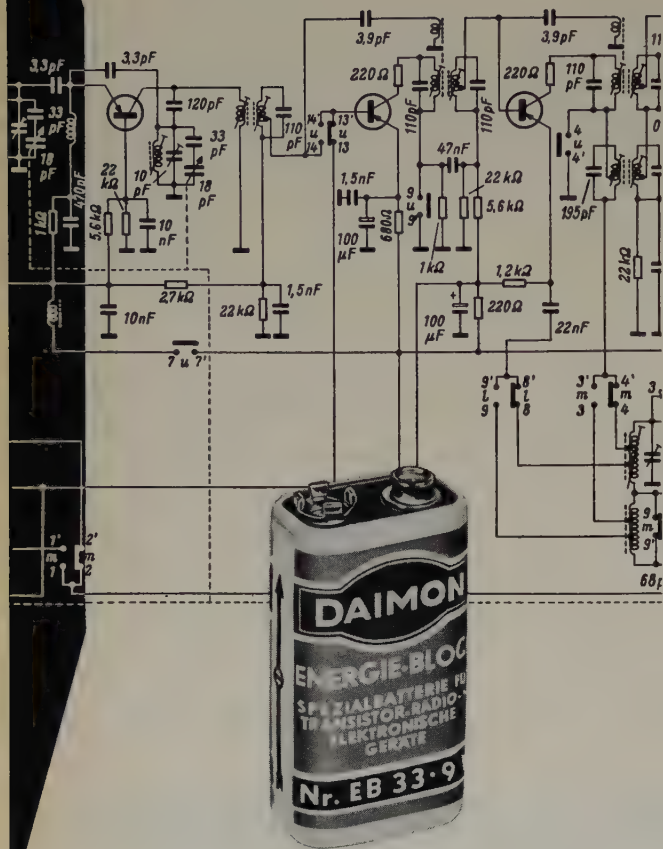


**POWER PACK BATTERIEN FÜR TRANSISTORGERÄTE**

Überall in der Welt erhältlich



## Größere Batterie-Leistung auf kleinerem Raum



... ein Vorteil für die Transistortechnik!

Anstelle vieler Einzelzellen eine einzige kompakte Batterie mit großer Leistung – und nur **ein** Handgriff beim Einsetzen der Batterie.

DAIMON-Energieblocks lösen das Problem des Gewichtes, des Raumes und der Wirtschaftlichkeit.

DAIMON-Energieblocks entsprechen den internationalen Normen. Ihre besonderen Eigenschaften machen sie zu verlässlichen Stromquellen für Transistorgeräte.

Eine gute Empfehlung für die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte:

DAIMON-Energieblocks.



*die helle Freude!*

DAIMON G.m.b.H., Rodenkirchen/Rhein  
Hauptstraße 128, Telefon 301055  
Technische Beratungsabteilung

„... Das Buch kann allen Hoch- und Fachschulen als Lehrbuch wärmstens empfohlen werden. Besonders eignet es sich auch zum Selbststudium der Nachrichtentechnik, weil es in seiner lückenlosen Methodik keine Zweifelsfragen offen läßt. . .“

So urteilt die Zeitschrift FREQUENZ über das Werk

# ELEKTRISCHE NACHRICHTEN-TECHNIK

**I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung  
passiver Übertragungsnetzwerke**

von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

## INHALT:

### Komplexe Darstellung des Wechselstromes:

Darstellung durch Zeitfunktionen · Symbolische Methode · Der komplexe Widerstand

### Der Übertragungsbereich elektrischer Nachrichtengeräte:

Darstellung elektrischer Vorgänge durch Zeit- und Frequenzfunktionen · Amplitudenspektren und Übertragungsbereiche in der Nachrichtentechnik · Die verzerrungsfreie Übertragung  
Lineare Verzerrungen · Nichtlineare Verzerrungen  
Zusammenfassung

### Die Anpassung:

Die Leistungsanpassung · Der Wirkungsgrad · Über- und Unteranpassung

### Ersatzspannungsquellen:

Die Ersatzspannungsquelle · Die Ersatzstromquelle

### Ortskurven:

Sinn und Aufgabe der Ortskurven · Konstruktion und Berechnung von Ortskurven · Allgemeine Ortskurventheorie

### Resonanzkreise:

Geschlossene und offene Schwingkreise · Freie und erzwungene Schwingungen · Der Schwingungskreis als Transformator

### Übertrager und Transformatoren:

Aufgabe und Wirkungsweise · Berechnung des Übertragers

### Leitungen:

Theorie der Leitungen · Eigenschaften der verschiedenen Leitungsarten · Leitungen und Resonanzkreise in der Höchstfrequenztechnik · Hohlleitungen und Hohlraumresonatoren · Die Pegelrechnung

### Vierpole:

Einführung in die Theorie der Vierpole · Dämpfungsglieder Siebschaltungen · Laufzeitglieder

### Modulation und Überlagerung:

Einleitung · Übersicht über die verschiedenen Modulationsarten Das Prinzip der Erzeugung von Überlagerungs- und Modulationsschwingungen · Überlagerung · Amplitudenmodulation · Frequenzmodulation · Pulsmodulation

### Antennen und Wellenausbreitung:

Antennen · Die Wellenausbreitung

### Bandfilter:

Einleitung · Die Übertragungsgleichung des Bandfilters · Der Übertragungsfaktor schmaler Bänder · Das zweikreisige Bandfilter und die komplexe Parabel · Beispiele zweikreisiger Bandfilter · Bandfilter mit magnetisch gekoppelten Spulen · Bandfilter veränderbarer Breite · Zusammenfassung

650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · 536 Formeln · 48 Rechenbeispiele  
97 durchgerechnete Aufgaben · Ganzleinen 34,- DM

Zu beziehen durch alle Buchhandlungen im Inland und Ausland  
oder durch den Verlag

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**  
Berlin-Borsigwalde





Ms 210

## 3 OSCILLARZET – eine Serie von Kleinoszillographen für alle Meßaufgaben

### OSCILLARZET 15

der vielfach bewährte Wechselspannungs-Oszillograph mit periodisch laufender Zeitablenkung:

1 Hz bis 600 kHz und 1 Hz bis 5 MHz  
bei max. 6 und 35 mV/cm

### OSCILLARZET 05

der geeichte Gleichspannungs-Oszillograph mit periodisch laufender und triggerbarer Zeitablenkung:

0 bis 1,2 und 0 bis 5 MHz bei  
max. 15 und 50 mV/Teil (1 Rasterteil = 0,6 cm)

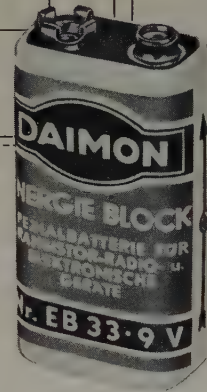
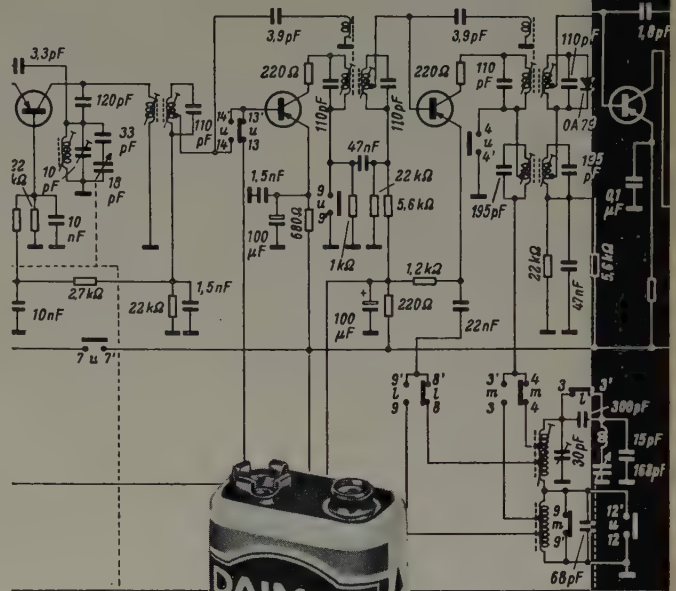
### OSCILLARZET 05 S

die Sonderausführung für hohe Anforderungen mit Ablenkfaktoren von max. 10 und 30 mV/Teil, mit erweiterter Synchronisierungsmöglichkeit auch durch HF- und Gleichspannungen  $\pm$ , beliebiger Wahl des Triggerniveaus und nahezu völliger Netzunabhängigkeit

Unsere Geschäftsstellen stellen Ihnen auf Anfrage gern ausführliche Druckschriften zur Verfügung.

**SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft**  
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

## DAIMON-Energieblocks ein echter Fortschritt



### DAIMON-Energieblocks ermöglichen einfachere und preiswertere Transistorgeräte.

DAIMON-Energieblocks sind klein und leistungsfähig, geschaffen für klangreinen Empfang, erstaunlich leicht und handlich, wirtschaftlich durch hohe Dauerleistung; gegen Austritt von Elektrolyt gesichert.

DAIMON-Energieblocks erfordern nur 2 Kontakte. Der Wegfall vieler Anschlüsse senkt die Geräte-Herstellungskosten und vermindert die Zahl der Störquellen.

Entwickeln Sie die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte nach Maß und Leistung der DAIMON-Energieblocks! Wir informieren und beraten Sie gern.



*die helle Freude!*

DAIMON G.m.b.H. Rodenkirchen/Rhein  
Hauptstraße 128, Telefon 301055  
Technische Beratungsabteilung





Die Röhre C1133 der E.E.V. hat dieselben Eigenschaften wie die Röhre 4PR60A. Sie erfüllt alle Anforderungen für militärische und kommerzielle Anwendung. Vorteil: kleinere Dimensionen — Härtesten Testbedingungen bis 30 kV unterworfen, bietet sie die Gewähr für absolut zuverlässigen Betrieb bis zur maximalen Spitzenanodenspannung von 25 kV und einer Stromstärke von 18A.

C1133: Ausgangsleistung 300 kW  
Impulslänge 2  $\mu$ sec.  
Einschaltdauer 0.001

Die Röhre C1111 wird in Deutschland bevorzugt für die Röhre 715C als deren nahes Äquivalent verwendet.

Typ	Äquivalent für	Max. Länge über alles mm	Max. durchmesser über alles mm	Netto Gewicht g	Heizspannung V	Anoden- spannung max. Gleichstrom kV	Anoden- spitzen- spannung max. kV	Anoden- spitzen- strom max. A	Gitter- spannung max. kV	Anoden- streuung max. W
C1133 (CV2416)	4PR60A 715C CV427 CV2752	150	65	240	26	20	25	18	1.5	60
C1111	715C CV427 CV398	150	65	240	26	17.5	20	15	1.5	60

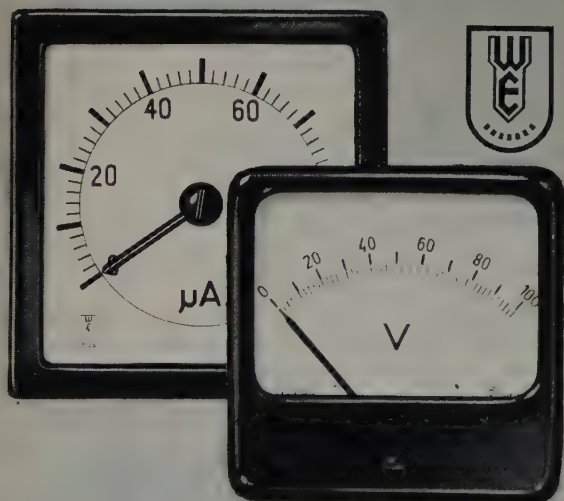
Für weitere Informationen wenden Sie sich bitte an unsere Vertretung

WILLY LIST

Frankfurt Am Main Süd, Karlsbaderstrasse 8

Ruf: 687244

## ELEKTRISCHE MESSINSTRUMENTE



**WEIGAND**  
ERLANGEN / BAYERN

## Stellenanzeigen



## TELEFUNKEN

Für interessante Aufgaben auf dem Gebiet der Mikrowellenröhrenfertigung (Prüf- und Fertigungsüberwachung) suchen wir

### Ingenieur HTL

(Fachrichtung Elektrotechnik)

Bewerbern wird Gelegenheit gegeben, sich in Röhren- und Schaltungsprobleme der Hoch- und Höchstfrequenztechnik einzuarbeiten.

Bewerbungen sind zu richten an

**TELEFUNKEN GMBH**

Geschäftsbereich Röhren Werk Ulm  
Ulm (Donau), Söflinger Straße 100

Bei der unten genannten Dienststelle ist die Stelle eines

### FACHSCHUL-INGENIEURS

für Hochfrequenz-Technik als Leiter einer Meß- und Prüfstelle zu besetzen. Der Bewerber muß über eingehende Kenntnisse einer neuzeitigen Meßtechnik verfügen.

Einstellung nach Vergütungsgruppe TO.A Va.

Verbeamtung nach Besoldungsgruppe A9 (Techn. Reg.-Inspektor) möglich.

Bewerbungen sind mit Unterlagen (handgeschriebenem Lebenslauf, ausführlicher Übersicht über den Bildungs- und beruflichen Werdegang, beglaubigte Zeugnisabschriften mit Lichtbild) bis zum 25. Mai 1960 an

Beschaffungsstelle des Bundesministers des Innern

Duisdorf über Bonn — Postfach zu richten.

Persönliche Vorstellung nur nach Aufforderung.



## ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

### ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

5	1960																		
81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120
121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140

(Gültig bis 31. 8. 1960)

Seite.....

Firma.....

Erzeugnis.....

Seite.....

Firma.....

Erzeugnis.....

### Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

(Firma)

## Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

### BBC

#### Fehlertabelle für industrielle Sende- und Ionenröhren

Die hauptsächlichsten Fehler, ihre Ursachen und Erkennungsmerkmale sowie die entsprechenden vorbeugenden Maßnahmen sind übersichtlich in einer Tabelle zusammengestellt. Weiterhin enthält dieser Sonderdruck allgemeine Empfehlungen zur Behandlung von Röhren sowie die allgemeinen Gewährleistungsbedingungen für BBC-Röhren und für in industriellen Geräten eingebaute Röhren.

ELRU-Information 100

### DeTeWe

#### telematic-Steuerungen

Diese Steuerungseinrichtungen sind besonders zum Steuern von Prüf- und Werkzeugmaschinen, Verkaufsautomaten, Fernwirkanlagen, Überwachungs- und Registrieranlagen geeignet. Eine vierseitige Druckschrift zeigt einige Anwendungsbeispiele.

ELRU-Information 101

### Elektro Spezial

#### Gleichspannungs-Mikro-Voltmeter „GM 6020“

Die zu messende Gleichspannung gelangt über einen Abschwächer und ein Brummfilter in einen Zerschacker-Umformer, der die

Gleichspannung in eine Rechteckspannung verwandelt. Die verstärkte Rechteckspannung wird in einer Brückenschaltung gleichgerichtet und einem Drehspulinstrument zugeführt. Der Zeigerausschlag ist daher immer positiv; die Polarität der zu messenden Spannung wird neben dem Instrument durch eine besondere Vorrichtung angezeigt. Meßbereiche: von 0...100  $\mu$ V bis 0...10 V mit 1 M $\Omega$  Eingangsimpedanz und 0...10 mV bis 0...1000 V mit 100 M $\Omega$  Eingangsimpedanz. Genauigkeit: 5% vom Vollausschlag im Meßbereich 0...100  $\mu$ V, 3% in allen anderen Meßbereichen.

ELRU-Informationen 102

### General Radio

#### General Radio Experimenter, Nr. 12/1959

Der neuentwickelte, batteriebetriebene Schall- und Schwingungsanalysator „1554-A“ zur Untersuchung von Geräuschen und Erschütterungen und zum Analysieren elektrischer Schwingungen ersetzt zwei ältere Geräte, den Schallanalysator „760-B“ und den Schwingungsanalysator „762-B“. Sein abstimmbarer Frequenzbereich von 2,5...25 000 Hz ist größer als derjenige der beiden älteren Geräte zusammen. Das neue Gerät hat eine größere Weitabselektion und eine Frequenzvariation von 10:1 je Bereich.

Außerdem wird in der vorliegenden Nummer dieser Zeitschrift, der die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) wiederum eine deutsche Übersetzung beilegte, über erhöhte Strombelastbarkeit durch Hilfsströme in der Übertragungsfunktions- und Innmittanzbrücke „1607-A“ sowie über einen 50-Ohm-Abschluß für den Meßgeber „805-C“ kurz berichtet.

ELRU-Information 103

#### General Radio Experimenter, Nr. 1/1960

In diesem Heft wird eine Reihe neuer Geräte beschrieben, wie der Rauschgenerator „1390-B“, der gegenüber dem älteren Typ „1390-A“ einige Verbesserungen erfahren hat (z.B. zusätzlicher Ausgangsabschwächer, verringerter Netzbrumm, Thermoschalter für richtige Anheizzeit, nach unten erweitertes Rausch-Ausgangsspektrum), und ein kleineres und leichteres Eichgerät für Flugzeug-Kraftstoffvorratsmesser. Weitere Abschnitte behandeln die neuen Variacs für 400 Hz, Kraftstoffvorratsmesser und Normalkondensatoren und berichten ferner über ein Seminar über Normalien, Eichungen und Messungen, das General Radio in den USA abhielt. Die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) legte wiederum eine deutsche Übersetzung bei.

ELRU-Information 104

### Kleinknecht

#### Induktionsendschalter „KES 1“

Zum berührungslosen Ab- und Umschalten von Bewegungsvorgängen an Werkzeugmaschinen dient dieser mit einem Feinsilber-Umschaltkontakt für 220 V, 10 A ausgerüstete Schalter. In einer aus Drosseln und Kondensatoren aufgebauten Brückenschaltung liegt eine Drossel mit offenem Eisenkern. Wird hier ein normales Eisenstück in etwa 5...10 mm Abstand vorbeigeführt, dann ändert sich die Induktivität dieser Schaltspule und bewirkt ein Verstimmen der Brücke. In einer Schaltung mit Kaltkathodenröhren und Stabilisatoren wird damit ein Relais zum Ansprechen gebracht.

ELRU-Information 105

#### Elektronisches Impulsrelais „KEJR 1“

Hier handelt es sich um ein vielseitig verwendbares Zeitglied mit getrennt einstellbarer Ansprech- und Pausenzeit für Fortschalt-einrichtungen und Kontaktregelungen. Der Feinsilber-Umschaltkontakt ist für 220 V, 10 A ausgelegt. Ein- und Ausschaltzeit sind wahlweise entweder von 0,1...1 s, von 0,5...5 s oder von 1...10 s einstellbar.

ELRU-Information 106





Enthält in den Maiheften u.a. folgende Beiträge:

## 1. Maiheft 1960 (9)

Rundfunk und Fernsehen · Eine Betrachtung über Stand und Ausblick anlässlich der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960  
 Neue Röhren für Fernsehempfänger · EF 183, EF 184, PCC 189, PCL 86, EC 86  
 Transfilter · Ein neues Bauelement für selektive Verstärker  
 Automatische Scharfabstimmung im UHF-Bereich  
 Neue Graetz-Kanalschalter für die Saison 1960/61  
 Die Zauberspiegel-Serie 1960/61  
 Fernsehgeräte »Leonardo Vollautomatic« mit gedruckter Schaltungstechnik und Vertikal-Schwenkchassis  
 Siemens-Fernsehgeräte mit neuen technischen Feinheiten  
 Der zweistufige Video-ZF-Verstärker im Metz-Fernsehgerät  
 Automatik für Bild und Zeile  
 Technik der 4-Normen-Fernsehempfänger von Blaupunkt  
 Die Konstruktion und neue Einzelheiten der Schaltung bei Wega-Fernsehgeräten  
 Schaltungsverbesserungen an Loewe Opta-Fernsehempfängern  
 Kontrastautomatik in den Telefunken-Fernsehempfängern  
 Automatische Scharfabstimmung für VHF und UHF  
 Fernbedienbarer magnetischer Umschalter für Fernsehprogramme I und II  
 Die thermische und mechanische Stabilität von Magnetonbändern  
 Deutsche Industrie-Messe Hannover 1960 · Vorbericht

## 2. Maiheft 1960 (10)

Neue Richtungen im Reise- und Autosuperbau  
 Zählschaltungen mit Kaltkathodenröhren für hohe Zählfrequenzen  
 Das Tonbandgerät in Amateur-Funkanlagen  
 Ein Automatic-Fotoblitzgerät mit Transistoren  
 Intermodulation  
 Qualitätsüberwachung  
 Halbleiter-Bauelemente

\*

FT-Kurznachrichten · Von Sendern und Frequenzen · Aus Zeitschriften und Büchern  
 Beilage: Transistor-Schaltungstechnik · Einführung in die Matrizenrechnung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

# ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

## POSTKARTE

### ELRU-Informationen

### BERLIN-BORSIGWALDE

Einborndamm 141-167

## Körting Hochfrequenz-Schweiß- anlagen

Ein Sammelprospekt stellt die zur Zeit lieferbaren HF-Schweißgeneratoren einschließlich Zubehör mit Bild und technischen Daten vor.

ELRU-Information 107

## Philips Standard- Drehkondensatoren

Die beiden Typen „GM 4351“ und „GM 4353“ haben die Meßbereiche 35...135 pF bzw. 100 bis 1100 pF, spiegelunterlegte Skala, linearen Kapazitätsverlauf und sind besonders für Meßschaltungen geeignet, bei denen genau bekannte Kapazitätswerte zu- und abgeschaltet werden sollen. Innerhalb der Frequenzen 100 kHz bis 2 MHz bewegt sich der Verlustfaktor zwischen  $2 \cdot 10^{-4}$  und  $10^{-3}$ . Die Induktivität ist 0,065 µH, die maximale Betriebsspannung 750 V (Spitzenwert).

ELRU-Information 108

## Lichtelektrisches Schaltgerät

Als Lichtschranke oder Warngerät ist dieses elektronische Gerät mit Lichtstrahlauslösung verwendbar (bestehend aus dem eigentlichen Schaltgerät „PR 9000“ und dem Lichtwerfer „PR 9010“, max. Entfernung voneinander 15 m bei vernachlässigbarem Streulicht). Schaltleistung: 1 A (0,1 A) bei 1 Schal-

tung je Sekunde (10 Schaltungen je Sekunde) bei 250 V. Ohne die eingebaute Photozelle kann das Gerät auch von externen Impulsen gesteuert werden.

ELRU-Information 109

## Podszus „Zellaton“-Lautsprecher

Diese Lautsprecher sind mit der neuen Hartschaummembrane ausgerüstet und erfüllen höchste Ansprüche auch für Stereo-Anlagen. Aus wenigen Grundelementen können Klangkörper bis zu größten Leistungen zusammengestellt werden, die auch Studio-Anforderungen gerecht werden. Die einzelnen Lautsprechertypen sind mit Abbildungen und technischen Daten in einer Liste zusammengestellt.

ELRU-Information 110

## Siemens Breitbandpentode E 282 F

Diese neue Spezial-Verstärker- röhre, die besonders für verzerrungsarme Endstufen von Video- verstärkern industrieller Fernseh- anlagen und Antennenverstär- kern geeignet ist, zeichnet sich durch lange Lebensdauer, hohe Zuverlässigkeit und enge Tole- ranzen aus. Sie ist stoß- und er- schütterungsfest und hat eine zwischenschichtfreie Spezialka- tode. Technische Daten enthält ein vorläufiges Datenblatt.

ELRU-Information 111

## RH6C und RH7C

„Verwendung der Trioden RH6C und RH7C bei Frequenzen bis 9 GHz“ ist der Titel einer Arbeit in der Siemens-Z. Bd. 33 (1959) Nr. 10, S. 648–655, die nun- mehr auch als Sonderdruck SH 7490 vorliegt.

ELRU-Information 112

## Standard Elektrik Lorenz Tantalkondensatoren

Die neuentwickelten Tantalkon- densatoren für Nennspannungen zwischen 4 und 35 V und Kapa- zitätswerte von 2...240 µF sind mit Abmessungen, technischen Daten und verschiedenen Dia- grammen in der Druckschrift 1024.5-01-1 zusammengefaßt.

ELRU-Information 113

## Technical Information Co. Russian Patents Gazette

Diese Firma gibt monatlich in englischer Sprache eine Zusam- menfassung der neuesten russi- schen Patente heraus.

ELRU-Information 114

## Telefunken Thermo-Gasdruckrelais

Dieses zum Einbau in Submini- aturgeräte bestimmte Thermo- Gasdruckrelais wird zur Aus- führung einfacher, ferngesteuerter Schaltvorgänge verwendet. Es besteht aus einem Glaskolben mit zwei durch eine Kapillare verbundenen Hohlräumen, von

denen einer mit komprimiertem Stickstoff gefüllt ist. Dieses Gas wird mit dem eingeschmolzenen Heizfaden erhitzt und treibt eine Quecksilbersäule in der Kapil- lare, die dann den Kontakt zwischen zwei Platinelektroden herstellt. Technische Daten: Dauerschaltstrom  $\leq 5$  mA, Schaltspannung  $\leq 20$  V, Heiz- zung 2 V, 50 mA, Schaltverzöge- rung  $\leq 0,5$  s bei  $-30 \dots +90^\circ\text{C}$ , Übergangswiderstand 200 mΩ, Isolationswiderstand von Kon- takt zu Kontakt 100 MΩ, Kapa- zität zwischen den geöffneten Kontakten 0,4 pF, zwischen Kon- takten und Heizfaden 0,5 pF.

ELRU-Information 115

## Dehnungs-Meßeinrichtungen

Zur Messung und Überwachung von Dehnung und Schrumpfung durchlaufender Güter dient der Meßwertgeber „MS Wg 567/1“ in Verbindung mit dem Auswert- gerät „MS Awg 567/1“. Der Meß- bereich erstreckt sich für die Überwachung (Dehnung oder Schrumpfung) von  $-10\%$  bis  $+10\%$ . Außerdem können Dreh- zahlen, Laufgeschwindigkeiten und Längen laufender Güter mit dem Meßwertgeber allein geme- sen werden, während das Aus- wertgerät sich auch noch für Meß- und Regelaufgaben eignet, bei denen die Abweichung zweier Größen gemessen werden soll oder eine dieser Abweichung proportionale Spannung benö- tigt wird.

ELRU-Information 116



K. BAUR

### Antennenzeilen mit gedämpften Nebenzipfeln

In der Einleitung werden grundsätzliche Eigenschaften der Diagramme von homogenen Antennenzeilen und ihre Darstellung besprochen, anschließend die Methoden beschrieben, nach denen heute die nebenzipfelgedämpften Antennenzeilen zu behandeln sind. Die folgenden Abschnitte entwickeln eine für manche Zwecke günstigere Methode, mit der man Antennenzeilen konstruieren kann, die bei gleicher Speisung ungleiche Abstände aufweisen. Durch Wahl verschiedener Antennenabstände können die Nebenmaximumhöhe, die Betriebsbandbreite, die Keulenbreite usw. verändert werden. Der letzte Abschnitt bringt einige Ausführungen von solchen Antennenzeilen.

K. W. KANGIESSER

### Das Betatron und seine Anwendung in der Werkstoffprüfung

Beim Betatron werden Elektronen durch ein elektrisches Wirbelfeld beschleunigt, das einen sich ändernden Magnetfluß umgibt, und mittels eines magnetischen Führungsfeldes auf eine Kreisbahn gezwungen. Während jeder Beschleunigungsperiode von 5 ms Dauer umlaufen die Elektronen etwa  $10^4$  mal den Kern des Betatrons, ehe sie die Endenergie erreichen. Läßt man die Elektronen auf eine Antikathode auftreffen, dann entsteht eine Gamma-Bremsstrahlung. Die Betatronstrahlung eignet sich hervorragend für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung. Bis zu 500 mm Stahl können durchstrahlt werden. Wegen des extrem kleinen Brennflecks wird eine ausgezeichnete Fehlerkennbarkeit erreicht.

W. HENNIG

### Neuartiges Glas als Werkstoff der Elektronik

Fotofilm ist ein neuartiges Glas, das mit UV-Licht und Wärmebehandlung in Struktur und Eigenschaften veränderbar ist. Besonders die leichte Ätzbarkeit belichteter Stellen läßt sich zur Herstellung von komplizierten Bauteilen kleiner Abmessungen und großer Genauigkeit auf fotochemischem Wege ausnutzen. Nach besonderer Behandlung entsteht Fotoceram, ein Werkstoff mit Eigenschaften wie Keramik.

M. KALTHOFF

### Fortlaufende Differenzzählung zweier nichtsynchrone Impulsreihen

Es wird ein echter Differenzzähler beschrieben, der je Dekade als Ring mit zehn bistabilen Elementen ausgeführt ist und über zwei getrennte Kanäle in Vor- und Rückwärtsrichtung fortgeschaltet werden kann. Die Steuersignale für beide Kanäle werden dem eigentlichen Zähler über eine Abtasteinrichtung zugeführt und so verarbeitet, daß bei eingangsseitiger willkürlicher Zuordnung am Ausgang Zählimpulse entstehen, deren gegenseitiger Abstand nicht kleiner werden kann, als es das Auflösungsvermögen des Zählers zuläßt. Erscheinen beispielsweise im Grenzfall Signale auf beiden Kanälen gleichzeitig, dann werden die zugehörigen Zählimpulse um den erforderlichen Mindestabstand gegeneinander verschoben, wodurch der Zähler jeweils einen Schritt vor- und zurückschaltet oder umgekehrt. Die Arbeit schließt mit einigen unmittelbaren Anwendungen der fortlaufenden Differenzzählung.

T. TARNOCZY, T. JARFAS UND M. LUKACS

### Neuere subjektiv-akustische Untersuchungen über die Nachhallzeit

Es werden einige neue subjektiv-akustische Untersuchungen über die Wahrnehmung des Nachhallprozesses und über den Zusammenhang der Nachhallzeit mit dem musikalischen Tempo bekanntgegeben. Es sollen aus diesen wenigen Abhörversuchen noch keine Schlußfolgerungen gezogen werden, aber zwei wichtige Ergebnisse lassen sich doch feststellen: Die bisherigen Versuche lassen darauf schließen, daß die Einführung des Begriffes der subjektiven Nachhallzeit begründet ist und daß diese im Urteil der Zuhörer eine größere Rolle spielt als die physikalische Nachhallzeit. Wie aus der zweiten Versuchsserie zu ersehen ist, zeigt sich schon der Zwang, daß das langsamere Tempo mit längerer Nachhallzeit und das schnellere Tempo mit kürzerer Nachhallzeit subjektiv zu verbinden ist.

R. HÜBNER

### Neue Erkenntnisse über biologische Wirkungen durch HF

Die bisherigen Auffassungen gingen dahin, daß es sich bei den Wirkungen von Hochfrequenzfeldern auf den menschlichen Körper lediglich um thermische Effekte handle. Versuche und Studien, die in amerikanischen medizinischen Forschungsstätten mit Urtieren angestellt wurden, führten zur Erkenntnis, daß außer reinen Wärmeeffekten auch andere biologische Nebenwirkungen auftreten können. Diese Versuche wurden mit sehr niedrigen Leistungen ausgeführt, so daß dabei Wärmewirkungen praktisch ausgeschaltet waren. Die hierbei gefundenen möglichen, recht interessanten biologischen Effekte werden diskutiert.

R. WAGNER

### Bemerkungen zum Entwurf eines volltransistorisierten AM-FM-Empfängers

Im vorliegenden ersten Teil werden die grundlegenden Transistorformeln von Ebers und Moll angegeben und dann daraus die Gleichungen für Modulationsverzerrungen, Schwingamplitudenbegrenzung und Mischsteilheit hergeleitet. Weiterhin sind Dimensionierungshinweise für Mischstufen enthalten und die Grenzen der Transistoren bezüglich Modulationsverzerrungen aufgezeigt.

### Bausteine für Digital-Systeme

Zum Aufbau von Steuer- und Regelungssystemen, auf die sich die Gesetze der Schaltalgebra (Boolesche Algebra) anwenden lassen, bedient man sich heute serienmäßig hergestellter Bausteine, die stets wiederkehrende Aufgaben in nach Funktionen geordneten Baugruppen zusammenfassen. Solche Bausteine sind beispielsweise „Und“-Einheiten, „Oder“-Einheiten, Umkehrstufen, Speicher, Verstärker, Multivibratoren, Zähleinheiten. Der Beitrag berichtet über einige solcher Systeme, die auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960 gezeigt wurden, und gibt Hinweise auf technische Daten und Anwendungsmöglichkeiten.



## Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 14 (1960) No. 6

**K. BAUR:** *Antenna Arrays with Attenuated Side Lobes* p. 217–222

The author presents basic properties of radiation diagrams of homogeneous antenna arrays and describes modern methods of arranging antenna arrays with attenuated side lobes. Then he describes an array where unequally spaced antennas fed with the same energy result in advantages for certain applications. Secondary-lobe energies, lobe width, bandwidth etc. may be varied by varying the antenna spacing. The last section of the paper deals with several constructions of such antenna arrays.

**T. TARNOCZY, T. JARFAS, M. LUKACS:** *Reverberation Time in Subjective Perception* p. 223–226

The results of new investigations shed light on the human perception of the reverberation time and on the relation between the latter and the time in music. No conclusions are drawn from the experiments, but two important results are stated: The introduction of the term "subjective reverberation time" appears justified as it affects the listener's judgment much more than the physical reverberation time. The slower time in music attaches to the longer subjective reverberation time and the faster time in music with shorter reverberation.

**K. W. KANGIESSER:** *The Betatron and its Application in Materials Testing* p. 226–229

In a betatron, electrons are accelerated by a rotational electric field surrounding a varying flux, and forced into a circular path by a magnetic guide field. During each period of acceleration (5 ms) the electrons revolve around the betatron core about 1 million times before reaching the final energy. When the electrons are forced to hit an anti-cathode, a decelerating gamma radiation is obtained. The betatron radiation is highly suitable for non-destructive material testing and will penetrate up to 20 in. of steel. The extremely small focal spot is excellent for fault detection.

**R. HÜBNER:** *New Discoveries on Biotic Effects by RF* p. 229–230

Radio-frequency fields have so far been known to produce only thermal effects in the human body. American medical researchers experimenting with protozoans have found that other biotic effects may be provoked additionally. Their experiments were carried out at very low powers practically excluding thermal effects. The author discusses the interesting possibilities resulting from the lately discovered effects.

**W. HENNIG:** *Novel Glass Type Material in Electronics* p. 233–234

Fotoform is a novel type of a glass, the structure and properties of which can be varied by ultra-violet or thermal irradiation. The material thus treated can be particularly conveniently etched and is very useful for the manufacture of complex components of small dimensions at very high accuracy by photo-chemical methods. Special treatment results in Fotoceram, a material having properties of ceramics.

**R. WAGNER:** *Design Hints for Full-transistorising AM/FM Receivers* p. 237–239

Basic transistor formulas by Ebers and Moll are quoted and equations thereof are derived for modulation distortion, limiting of oscillation amplitudes, and mixer transconductance. In addition, hints are given for dimensioning mixer stages, showing also transistor limits with respect to modulation distortion.

**M. KALTHOFF:** *Continuous Difference Counting of Two Non-synchronous Pulse Series* p. 240–245

Described is a genuine difference counter in which each decade forms a ring having ten bistable components and which can be operated in forward and backward directions by two separate channels. The control signals for these channels are applied to the counter proper through a scanning device and are so processed that input pulses of arbitrary spacing result in output pulses of which the spacing cannot become less than tolerable by the counter resolution. In the extreme case, when signals appear in both channels simultaneously, the associated output or count pulses are shifted into the minimum spacing. Thus the counter will add one and subtract one (or vice versa). Several cases of application of difference counting are given. The author also shows how the arrangement may be employed for multiplication.

## Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 14 (1960) No 6

**K. BAUR:** *Séries d'antennes à lobes secondaires atténués* p. 217–222

L'introduction traite des propriétés fondamentales et de la représentation des diagrammes de séries homogènes d'antennes; les méthodes s'appliquant aux séries d'antennes à lobes secondaires atténués sont exposées ensuite. Pour certaines applications, on préférera une méthode exposée plus loin et permettant la conception de séries d'antennes alimentées de façon homogène, mais disposées à des distances inégales. Cette distance entre aériens influe sur l'amplitudes des lobes secondaires, sur la largeur de bande utile, sur l'angle le rayonnement, etc.

**T. TARNOCZY, T. JARFAS et M. LUKACS:** *Nouvelles expériences sur l'acoustique subjective de la réverbération* p. 223–226

Les expériences publiées concernant l'acoustique subjective de la perception de la réverbération, ainsi que la relation entre durée de réverbération et le tempo musical. Sans permettre encore de conclusions générales, ces quelques expériences auditives montrent deux résultats importants: Elles semblent justifier l'introduction de la conception de la réverbération subjective; puis elles indiquent que cette dernière joue, dans le jugement de l'auditeur, un rôle plus important que la réverbération physique. Une deuxième série d'expériences montre qu'il existe une sorte de contrainte obligeant à joindre subjectivement le tempo lent à la longue durée de réverbération, et le tempo rapide à la réverbération brève.

**K. W. KANGIESSER:** *Le bêatron et ses applications dans l'essai des matériaux* p. 226–229

Dans le bêatron, les électrons sont accélérés par un champ magnétique d'intensité variable; un champ magnétique de guidage les force ensuite sur une piste circulaire. Avant d'atteindre l'énergie finale, les électrons contournent, pendant chaque période d'accélération de 5 ms, environ  $10^6$  fois le noyau du bêatron. En faisant frapper alors les électrons sur une anticathode, on obtient un rayonnement de freinage gamma. Le rayonnement du bêatron convient particulièrement bien à l'essai non destructif des matériaux; il peut traverser une épaisseur d'acier allant jusqu'à 500 mm.

**R. HÜBNER:** *Nouvelles connaissances sur l'action biologique des champs H. F.* p. 229–230

Jusqu'ici, on supposait que les effets des champs de haute fréquence sur le corps humain n'étaient que de nature thermique. Des expériences et études effectuées sur des protozoaires dans des laboratoires américains de recherche médicale ont montré que les effets thermiques peuvent être accompagnés d'actions biologiques secondaires.

**W. HENNIG:** *Un nouveau verre comme matière première en électronique* p. 233–234

Le Fotoform est un nouveau type de verre dont structure et propriétés peuvent être modifiées par un traitement en lumière ultraviolette ou par la chaleur. Se prêtant facilement à l'attaque chimique à des endroits exposés à la lumière, il peut être utilisé pour la fabrication très précise de pièces compliquées et de faibles dimensions. Un traitement spécial permet d'obtenir le Fotoceram, matière de propriétés semblables à celles de la céramique.

**R. WAGNER:** *Conception d'un récepteur A.M.-F.M. entièrement à transistors* p. 237–239

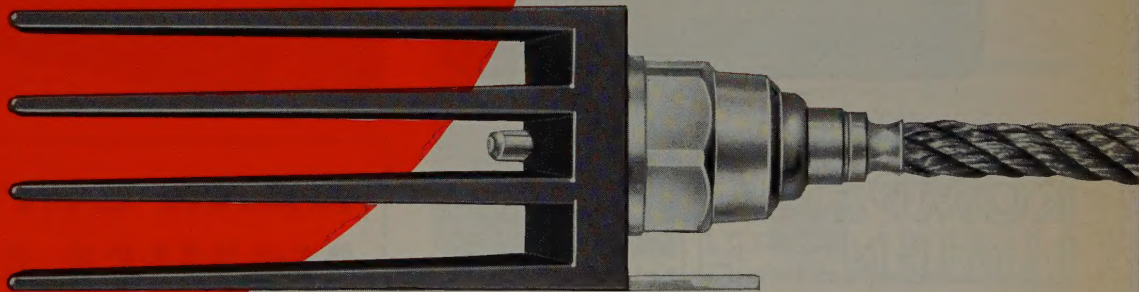
Dans cette première partie, l'auteur indique les formules fondamentales établies par Ebers et Moll pour le transistor et en déduit les équations relatives à la distorsion de modulation, à la limitation de l'amplitude d'oscillation et à la pente de conversion. Des indications concernant l'établissement d'un étage de conversion sont suivies de considérations sur les limites imposées par la distorsion de modulation.

**M. KALTHOFF:** *Comptage différentiel continu de deux séries d'impulsions non synchrones* p. 240–245

Le compteur décrit est effectivement différentiel; il comporte, par décade, un anneau de dix éléments bistables, et peut être commuté, en avant et en arrière, par deux canaux séparés. Les signaux de commande pour les deux canaux sont appliqués au compteur proprement dit par l'intermédiaire d'un dispositif d'exploration, et sont mis en forme de façon qu'on obtienne, avec une distribution quelconque à l'entrée, uniquement des impulsions de sortie dont l'écart ne peut devenir inférieur à celui admis par le pouvoir de résolution du compteur. A la limite, les signaux apparaîtront simultanément sur les deux canaux; les impulsions correspondantes seront alors décalées de l'écart minimal requis; le compteur effectuera ainsi un pas en avant et un pas en arrière, ou inversement.



## Hochsperrende Silizium- Leistungsgleichrichter



Unsere Fachingenieure beraten Sie gern in allen Einzelheiten.

Bis dahin die wichtigsten Merkmale:

Spezifische Strombelastung  $200 \text{ A/cm}^2$

Wirkungsgrad bis zu 99,6%

Nennumgebungstemperatur  $50^\circ \text{C}$

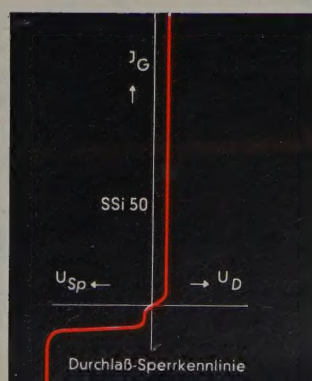
Extrem kleiner Raumbedarf

Bis zu 600 V Scheitelsperrspannung  $\triangleq 380 \text{ V}$   
effektive Anschlußspannung  
sperrt eine einzige Zelle der  
Siemens-Silizium-Gleichrichter.  
Und trotzdem bleibt noch ein weiterer  
Sicherheitsabstand gegenüber  
Netzspannungsspitzen, denn

### **Zelle für Zelle ist mit 1000 V geprüft!**

Siemens-Siliziumzellen sind als  
bewährte Serientypen in Sätzen  
von 0,6 bis 500 A kurzfristig lieferbar.

**SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AG**



### **GUTSCHEIN 43**

für „Liste SR 2/Si-Gleichrichter-Bauelemente“

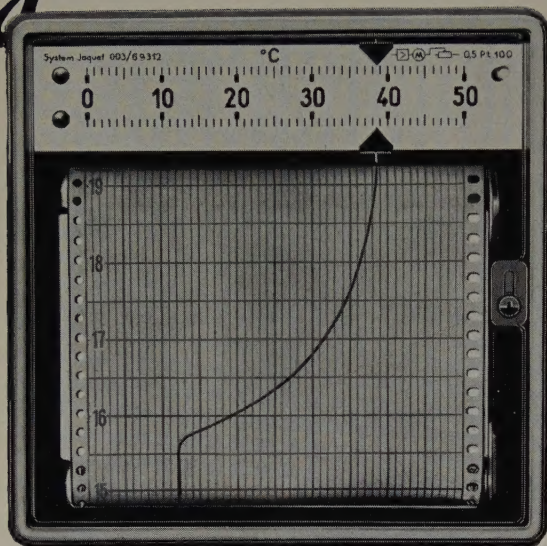
Name \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Bitte als Drucksache senden an  
Siemens-Schuckertwerke AG · Erlangen



# Schreiben und signalisieren



mit dem neuen

## KOMPENSATIONS- LINIENSCHREIBER

144 x 144 mm – System Jaquet  
Potentiometerverfahren  
Eingebaute Signalkontakte  
Volltransistorisiert

Genauigkeit  $\pm 0,5\%$   
Unempfindlich gegen Temperatur-  
und Netzspannungsschwankungen  
Großer Tintenvorrat

Kein Normalelement  
Keine Hilfsbatterie  
Keine Röhren  
Keine Elektrolytkondensatoren

Verlangen Sie unsere Druckschrift KSQ

**W·H·JOENS + CO**  
**DÜSSELDORF 1**

## ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS  
PROGRAMMSTEUERUNGEN  
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-  
EINRICHTUNGEN UND ANDERE  
ANWENDUNGEN  
KONTAKTSCHUTZRELAIS  
SCHWEISSZEITBEGRENZER  
LICHELEKTRISCHE STEUERUNGEN

**VONA**



**GEBR. v. ALTEN**  
KRONBERG IM TAUNUS  
FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 04 15814

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

## RANK CINTEL RECHTECK-GENERATOR



**Form der Ausgangsspannung:** Rechteck negativ  
Dachschräge kleiner als 1%  
**Folgefrequenz:** Einstellbar von 1 Hz bis 1 MHz  
Genauigkeit besser als 5%  
**Tastverhältnis:** Einstellbar von 1:2 bis 2:1  
**Ausgangsimpedanz:** 75 Ohm, 220 Ohm, 680 Ohm  
**Ausgangsspannung:** 5 V 15 V 50 V max  
**Anstiegszeit:** 10 mus 25 mus 50 mus (Nanosek.)

Der Generator kann von einer externen Wechselspannung mit einer Folgefrequenz bis zu 2,5 MHz getriggert werden.

Deutsche Vertretung:

**Willy List** Frankfurt/Main Süd, Karlsbader Straße 8, Telefon 68 72 44

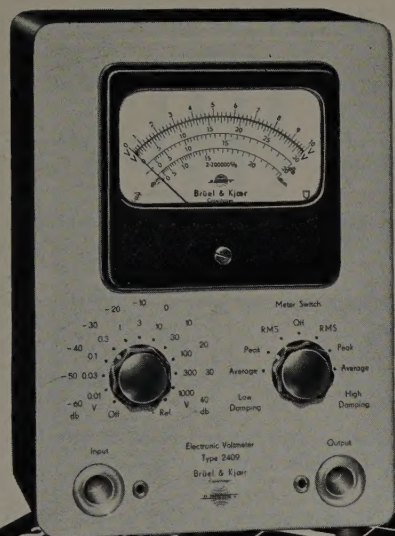


Effektivwert  
Spitzenwert  
Mittelwert

**ANZEIGE**

in

db  
VOLT  
dbm



bietet unser  
**Röhrenvoltmeter**  
Typ (2409)

Durch einfaches Umschalten können Sie wahlweise den Spitzenwert, arithmetischen Mittelwert, oder echten Effektivwert eines Signals messen. (Anzeigefehler bei Effektivwertmessung  $< 0,5$  db für  $\frac{V_s}{V_{eff}} = 5$ ).

Der Frequenzgang ist von 2 Hz bis 200 kHz linear innerhalb  $\pm 0,2$  db.  
Das Gerät kann auch als geeichter Spannungsverstärker verwendet werden. Eingangsimpedanz  $10\text{ M}\Omega // 20\text{ pF}$ . Ausgangsimpedanz ca.  $50\ \Omega$ .

Die Ablesung auf dem beleuchteten Anzeigeinstrument kann in Volt, db (bezogen auf 1 V) oder dbm (bezogen auf 0,775 V) erfolgen. Der Messbereich ist von 10 mV bis 1000 V Endauschlag in 10 db-Stufen einstellbar.

Zur Messung tieffrequenter Signale kann die für VU-Messungen genormte Anzeige — Zeitkonstante auf einen gegen 2 Hz trägen Wert umgeschaltet werden.

Fordern Sie bitte ausführliche Information an.

Vertrieb, Service und Technische Beratung:

**REINHARD KÜHL K G**

Quickborn/Holstein . Jahnstrasse 83 . Telefon 382

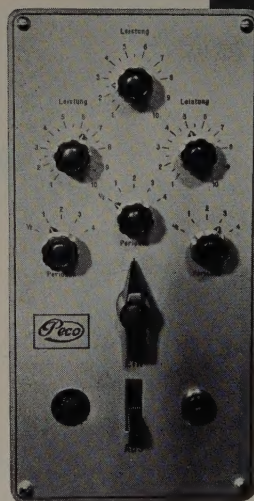


**Brüel & Kjær**

NÆRUM, DÄNEMARK . Fernruf: 80 05 00 . Kabel: BRUKJA, KOPENHAGEN

**Peco**

*Micro-Schweißtechnik*



PECO Elektrische Schweißmaschinenfabrik Rudolf Bocks München-Pasing

Steuergerät 1 M 3  
(Mehrperiodengerät-Dreikreis)  
Regelung der Schweißzeiten  
( $1/2, 1, 2, 3, 4$  Perioden)  
und Leistung stufenlos  
durch Phasenanschnitt  
für jeden Stromkreis

**Peco**

**Feinpunktschweißmaschinen**

(vollelektronisch gesteuert)  
Einperiodengeräte  
Mehrperiodengeräte-Einkreis  
Mehrperiodengeräte-Dreikreis  
Traggeräte mit Handzange

**Peco**

**Impuls-Schweißmaschinen**

(mittels Kondensator-Entladung  
nach System Dr. Frügel)  
Stationäre Maschinen  
Traggeräte mit Handzange

**Peco**

**Feinpunktschweißmaschinen**

für Schweiß- und Lötaufgaben  
(unter Schutzgas)  
für Schweiß- und Glühaufgaben  
(HF-Weichglühen)

**Peco**

**Micro-Nachtschweißmaschinen**

(vollelektronisch gesteuert)

**Peco**

**Magnetisier-Geräte**

Prinzip: Einstabmagnetisierung





## AUS DEM INHALT

### JUNIHEFT 1960

Band 14 (1960) Heft 6, Seiten 211—258

- K. Baur: Antennenzeilen mit gedämpften Nebenzipfeln ... 217
- T. Tarnóczy, T. Járász u. M. Lukács: Neue subjektiv-akustische Untersuchungen über die Nachhallzeit ..... 223
- K. W. Kanngießer: Das Betatron und seine Anwendung in der Werkstoffprüfung ..... 226
- R. Hübner: Neue Erkenntnisse über biologische Wirkungen durch Hochfrequenz ..... 229
- W. Hennig: Neuartiges Glas als Werkstoff der Elektronik 233
- R. Wagner: Bemerkungen zum Entwurf eines volltransistorisierten AM-FM-Empfängers ..... 237
- M. Kalthoff: Fortlaufende Differenzzählung zweier nicht-synchroner Impulsreihen ..... 240
- Bausteine für Digital-Systeme ..... 246
- Persönliches ..... 251

#### Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: 31-MeV-Zweistrahler-Betatron für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung  
Werkfoto: BBC

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDschau  
nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDschau, PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDschau erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDschau darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 8 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto  
Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



TELEFUNKEN  
RÖHREN-VERTRIEB  
ULM · DONAU

Empfänger- und Verstärkerröhren  
Fernseh-Bildröhren  
Germanium-Dioden  
Silizium-Dioden  
Transistoren  
Spezialröhren  
Mikrowellen-Röhren  
Oszillographen-Röhren  
Klein-Thyratrons  
Kalkathoden-Röhren  
Photozellen  
Stabilisatoren  
Senderröhren  
Vakuum-Kondensatoren

# TELEFUNKEN